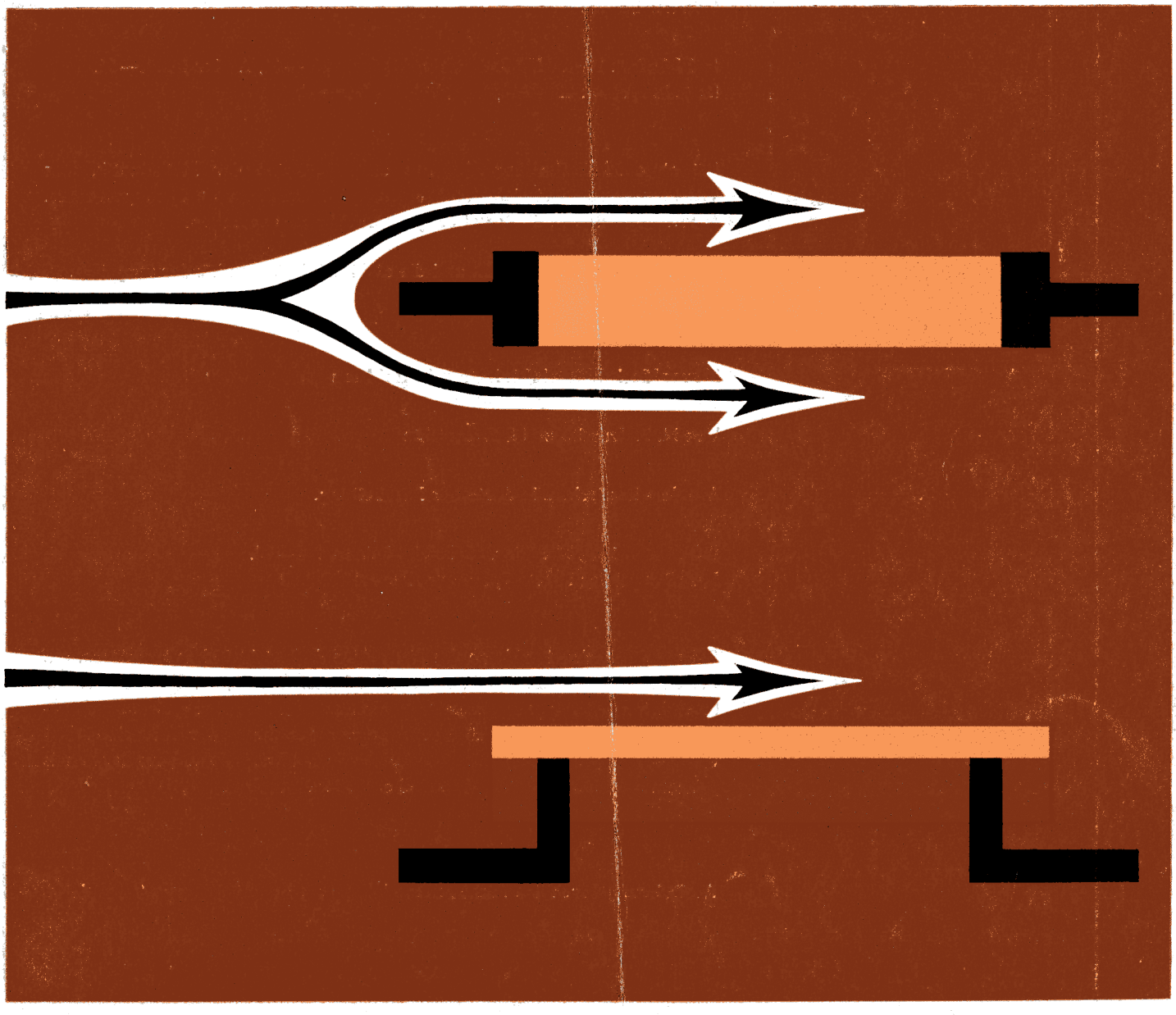
1. TJE/M
2. TJM

2 msr

1982

messen • steuern • regeln



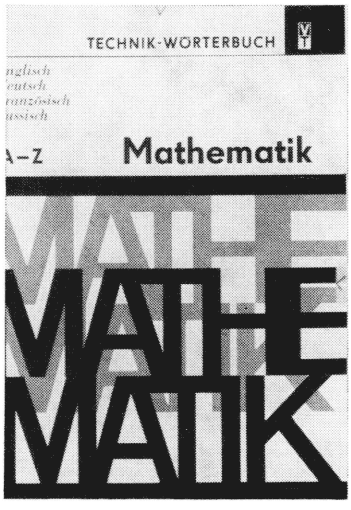
25. Jahrgang
Heft 2
Februar 1982

Index 32525
ISSN 0026-0347

Verlagspostamt Leipzig
EVP: 4,— M

**VEB
Verlag Technik
Berlin**

Neuerscheinungen



TECHNIK-WÖRTERBUCH Mathematik

Englisch-Deutsch-Französisch-Russisch

Zusammengestellt von Dipl.-Mah. Ralf Sube und Prof. Dr. rer. nat. habil. Günther Eisenreich

In 2 Bänden. Etwa 1420 Seiten, Kunstleder, 120,— M, Ausland 140,— M.
Bestellangaben: 5528554/Sube, Wb. Mathematik

Mit etwa 35000 Fachbegriffen aus allen Gebieten der Mathematik. Das Wörterbuch zeichnet sich durch einen hohen Reichtum an Synonymen aus. Jede Wortstelle ist mit einer Fachgebietsabkürzung versehen.

Vertriebsrechte für die ČSSR und die nichtsozialistischen Länder vergeben.

Zuverlässigkeit elektrischer Maschinen

Von N. P. Ermolin und I. P. Žerichin

Aus dem Russischen. In deutscher Bearbeitung.

Etwa 230 Seiten, 27 Bilder, 43 Tafeln, Leinen, 22,— M.
Bestellangaben: 5528327/Ermolin, Zuverlässigkeit

Behandelt werden Probleme der Zuverlässigkeit elektrischer Maschinen auf der Grundlage der allgemeinen Zuverlässigkeitstheorie, der Technologie der Produktion und der praktischen Anwendung dieser Maschinen. Sowohl Untersuchungsmethoden als auch Methoden zur Erhöhung der Zuverlässigkeit werden angegeben. Zahlreiche praktische Rechenbeispiele und aus der Praxis gewonnene statistische Angaben sind enthalten.

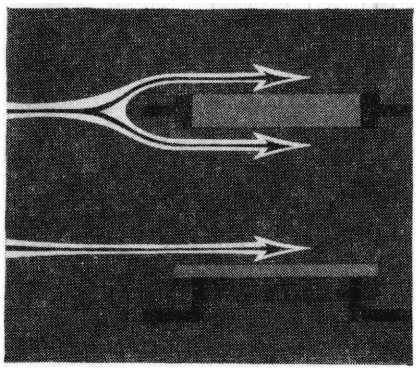
Auslieferung durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

msr

messen · steuern · regeln

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die Automatisierungstechnik



Die meßtechnische Erfassung von Rauchgaskonzentrationen zum Zwecke der Kontrolle und Regelung von Verbrennungsprozessen wird zunehmend mit Hilfe von Festkörpersensoren vorgenommen, die nach dem Sondenprinzip in den Abgaskanal eingebaut werden und mit nur geringer Totzeit unmittelbar weiterverarbeitbare elektrische Signale abgeben.
Über Meßprinzipien und Anordnungen der jeweiligen Sensoren, die bei der Messung der verschiedenen Rauchgas-Anteile zur Anwendung kommen, informiert der Beitrag auf S. 72.

Titelgrafik: *G. Schwesinger*

Herausgeber:
Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der KDT

Redaktionsbeirat:
Obering. G. F. Berg, Dr. rer. nat. A. Borgwardt, Dr.-Ing. E. h.W. Britall, Prof. Dr.-Ing.W. Fritzsch, Doz. Dr.-Ing. H. Fuchs, Dr. rer. nat. H. Gena, Dipl.-Ing. H. Gottschalk, Dr.-Ing. K. Hilscher, Prof. Dr.-Ing. habil. D. Hofmann, Dipl.-Ing. K. Keller, Prof. em. Dr. phil. nat. Dr.-Ing. E. h. H. Kindler, Dipl.-Phys. G. Meister, Dr.-Ing. J. Müller, Prof. Dr. sc. techn. R. Müller, Obering. K.-H. Nagel, Prof. Dr.-Ing. S. Pilz, Dr.-Ing. W. Reichel, Prof. Dr. sc. techn. K. Reinisch, Dr.-Ing. H. Schulze, Prof. Dr.-Ing. H. Töpfer, Prof. Dr. sc. oec. G. Viehweger

2

25. Jahrgang
Februar 1982

VEB
VERLAG TECHNIK

AUFSÄTZE

ISSN 0026-0347

62 *M. Krauß, W. Jehmlich* und *J. Engewald*
A/D-Umsetzung bei der Meßdatenerfassung, insbesondere unter dem Aspekt der Kopplung mit dem Mikrorechnersystem K 1520

67 *F. Siwoff, G. Angelow* und *A. Lefterow*
Anwendung von Mikroprozessoren in Meßsystemen zur Messung und Verarbeitung von energetischen Größen

72 *U. Guth* und *H.-H. Möbius*
Entwicklungstrends bei der Analyse von Rauchgasen

76 *P. Hennecke* und *D. Jaunich*
Einsatz von Mikroprozessoren in automatischen Steuerungen elektrischer Antriebe

80 *T. Teufel*
Spezieller Entwurf von PID-Reglern unter Benutzung der linearen optimalen Regelungstheorie

86 *J. Kurths*
Kombinationsalgorithmus zur Parameterschätzung im Modell gestörter Harmonischer (Teil II)

88 *L. Friedrich*
Geschlossene Darstellungen im diskreten Fall (Teil II)

91 *W. Schölling*
Aufbau von Programmsystemen für den Konstruktionsprozeß

97 **Programmierbare nichtnumerische Steuerungen (XIII)**

99 *R. Wolf* und *K. Fiedler*
Elektronische Schaltungen der Automatisierungstechnik (36)

101 **KURZBEITRÄGE**

105 **TAGUNGEN UND KOLLOQUIEN**

108 **PERSÖNLICHES**

109 **TECHNISCHE INFORMATION**

110 **PATENTREFERATE**

112 **BUCHBESPRECHUNGEN**

117 **VORSCHAU UND KURZINFORMATIONEN**

3. US **NEUE BÜCHER AUS DER UDSSR**

Prof. Dr.-Ing. habil. *M. Krauß*, Dr.-Ing. *W. Jehmlich* und Dipl.-Ing. *J. Engewald*, Karl-Marx-Stadt[1])

A/D-Umsetzung bei der Meßdatenerfassung, insbesondere unter dem Aspekt der Kopplung mit dem Mikrorechnersystem K 1520

IA 4.5.1.5

1. Informationstheoretische Zusammenhänge der A/D-Umsetzung

Die Entwicklung der Mikroprozessortechnik bewirkte gleichfalls einen Wandel in der analogen Signalverarbeitung. So wird das vom Meßgrößenaufnehmer erfaßte analoge Signal vom nachfolgenden AD-Wandler in ein diskretes (binäres) Signal umgesetzt, das vom anschließenden Mikrorechner entsprechend verarbeitet wird. Es liegen auch Einchip-Mikroprozessoren vor (z. B. Einchip-Prozessor Intel 8022), die analoge Signale direkt verarbeiten können [1].
Die Problematik der A/D-Umsetzung ist u. a. in [2] bis [5] und [8] bis [10] erläutert.
A/D-Umsetzer lassen sich allgemein wie folgt klassifizieren [8]:

- Umsetzer nach der Ausschlagmethode
- Umsetzer nach der Kompensationsmethode
- Umsetzer mit digitaler Zeit- oder Frequenzmessung.

Informationstheoretisch läßt sich das im Bild 1 dargestellte Kanalmodell für die A/D-Umsetzung angeben. Das analoge Signal der Informationsquelle wird in ein diskretes Signal (Informationssenke) umgesetzt, wobei diese Umsetzung mit einem Informationsverlust verbunden ist. Dabei besteht die Forderung allgemein in der Meßinformationstechnik (s. [9]), mit einer Messung möglichst viel Unsicherheit zu beseitigen bzw. die A/D-Umsetzung derart vorzunehmen, daß die diskrete Quelle für eine bestimmte Anzahl von Amplitudenstufen ein Entropiemaximum, den Entscheidungsgehalt H_0, annimmt. Informationstheoretisch müssen dann die einzelnen Zustände (Stufen) mit der gleichen Wahrscheinlichkeit

$$P(x_i) = \frac{1}{n} \tag{1}$$

auftreten, wenn n die Anzahl der Amplitudenstufen darstellt. Demnach ist die Amplitudenstufung derart zu wählen, daß sich Gleichwahrscheinlichkeit für das Auftreten von Amplituden innerhalb vorgegebener Grenzen ergibt. Mit Gl. (1) gilt dann für das beliebige Intervall $x_{\nu-1} \ldots x_\nu$ (Schwellwerte)

$$\int_{x_{\nu-1}}^{x_\nu} w(x)\,\mathrm{d}x = P(x_i) = \frac{1}{n}. \tag{2}$$

Der bei der A/D-Umsetzung auftretende „Informationsverlust" läßt sich durch den relativen Umsetzfehler F_{rel} bzw. die endliche Anzahl n der Amplitudenstufen ausdrücken [9]:

$$n = \frac{1}{2F_{\mathrm{rel}}} + 1\,. \tag{3}$$

Mit Gl. (2) erhält man

$$\int_{x_{\nu-1}}^{x_\nu} w(x)\,\mathrm{d}x = \frac{2F_{\mathrm{rel}}}{1 + 2F_{\mathrm{rel}}}. \tag{4}$$

Es soll jeder Signalwert bitparallel von der Senke ausgegeben werden. Die darin enthaltene Information beträgt mit Gl. (1)

$$H_0 = \mathrm{lb}\, n = \mathrm{lb}\left[\frac{1}{2F_{\mathrm{rel}}} + 1\right] \tag{5}$$

in bit/Meßwert.
Demnach gilt mit Gl. (3)

$$n = 2^{H_0}. \tag{6}$$

Als Zusammenhang zwischen enthaltener Information und relativem Fehler folgt

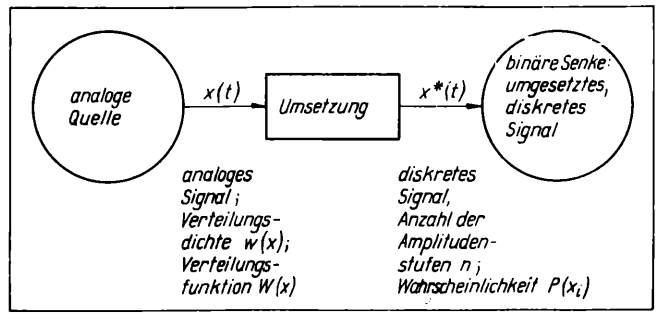
$$2^{H_0} = \frac{1}{2F_{\mathrm{rel}}} + 1\,. \tag{7}$$

Im Bild 2 sind die Zusammenhänge $H_0 = f(F_{\mathrm{rel}})$ und $n = f(F_{\mathrm{rel}})$ grafisch dargestellt. Eingezeichnet wurde der Fall $H_0 = 8$ bit ($n = 256$ Amplitudenstufen), dem ein statischer Umsetzfehler von $F_{\mathrm{rel}} = 0{,}00196$ gleichkommt. Wenn davon ausgegangen wird, daß in der klassischen Meßtechnik eine Meßgenauigkeit von $F_{\mathrm{rel}} = 0{,}01$ einer relativ „guten" Messung entspricht, dann sollte eine Forderung von $n > 10^3$ sehr kritisch überprüft werden. Außerdem muß stets die technisch erreichbare Grenze des jeweiligen A/D-Umsetzungsprinzips berücksichtigt werden [9]. Im Bild 3 wird die grafische Ermittlung der normierten (informationstheoretisch optimalen) Intervallbreiten der Amplitudenstufen des Signals $x(t)$ durchgeführt, wenn als vereinfachtes Beispiel $n = 10$ Amplitudenstufen sowie Gleich- bzw. Gaußverteilung von $x(t)$ angenommen werden.
Neben der statischen Genauigkeit ist die Umsetzdauer t_u (bzw. Anzahl der Umsetzungen/s) für die Beurteilung der Leistungsfähigkeit des A/D-Umsetzers wesentlich [9] und [10]. In [10] werden reine Umsetzzeiten von etwa 20 ns für schnelle Parallelumsetzer (bei geringer Auflösung) bis zu etwa 200 ms bei integrierenden Umsetzern und hoher Auflösung genannt. Dabei beträgt der übertragbare Informationsfluß bzw. dessen Maximalwert, die Kanalkapazität C_t, als Maß für das statische und dynamische Verhalten des A/D-Umsetzers:

$$C_t = \frac{H_0}{t_u} = \frac{\mathrm{lb}\, n}{t_u} = \frac{1}{t_u}\,\mathrm{lb}\left[\frac{1}{2F_{\mathrm{rel}}} + 1\right]. \tag{8}$$

In [9] und [10] wird deshalb die Kanalkapazität dem (ökonomischen) Aufwand gleichgesetzt.

Bild 1. Schema der A/D-Umsetzung



[1]) Mitteilung aus der TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik.

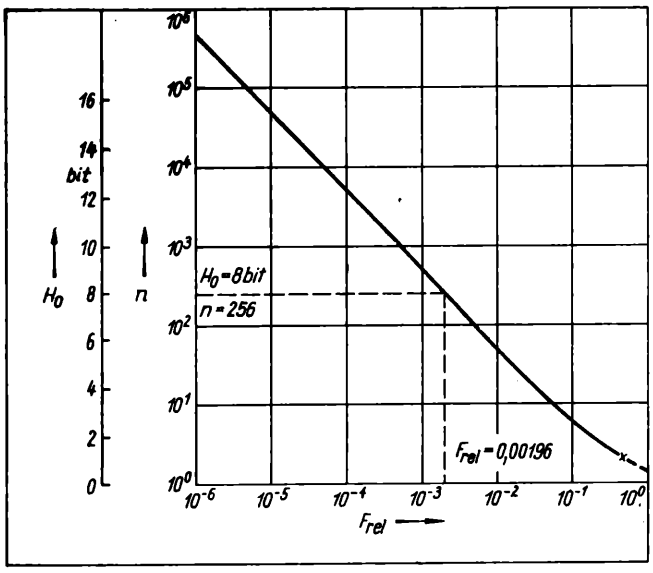


Bild 2. Abhängigkeiten $H_0 = f(F_{rel})$; $n = f(F_{rel})$

Bei konstanter Kanalkapazität

$$C_t = \text{const} = \frac{\text{lb}\, n_1}{t_{u_1}} = \frac{\text{lb}\, n_2}{t_{u_2}} \qquad (9)$$

ergeben sich als Schlußfolgerungen [9] und [10]:

— hohe Umsetzfrequenz bei wenigen Amplitudenstufen
— langsame Umsetzung mit vielen Stufen.

Gleichung (9) ist im Bild 4 grafisch dargestellt.

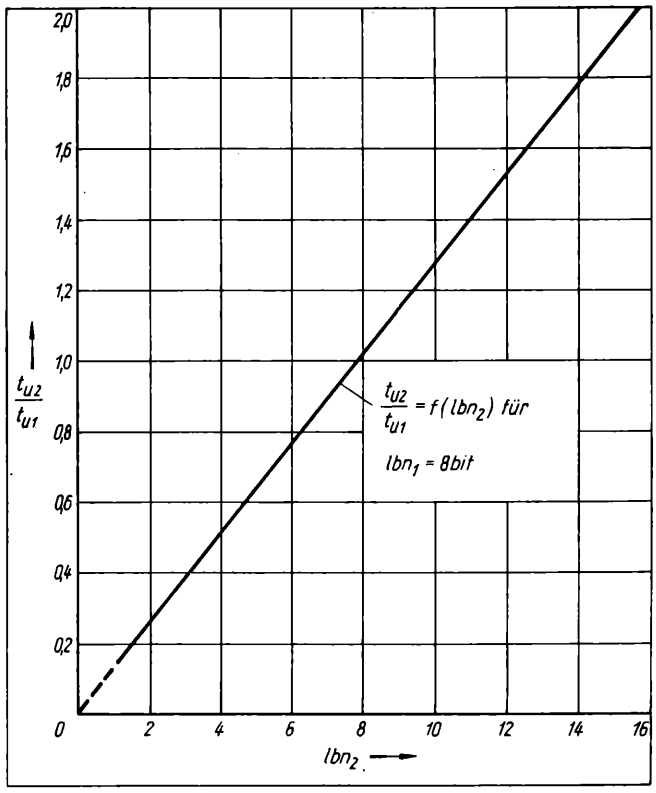


Bild 4. Diagramm zur Ermittlung der Umsetzzeiten eines A/D-Umsetzers bei Veränderung der Anzahl der Amplitudenstufen (Informationsbetrag) und gleicher Kanalkapazität

2. A/D-Umsetzer nach dem „Charge-balancing"-Verfahren

Die im folgenden dargestellte Analogeingabe zur Meßdatenerfassung mit dem Mikrorechner K 1520 besteht aus einem langsamen A/D-Umsetzer (ADU) mit einer Auflösung von $2{,}44 \cdot 10^{-4}$ bzw. 12 bit und einer Umsetzzeit von 8 ms (Abschn. 2.) sowie einer Schaltung zur Anpassung (Schnittstellenelektronik, Abschn. 3.) an den Mikrorechner K 1520. Das Kernstück der Analogeingabe bildet ein ADU mit internem Strom-Frequenz-Wandler, der nach dem Prinzip des Ladungsausgleichsverfahrens („Charge-balancing"-Verfahren) [11] und [12] arbeitet. Bei diesem ADU erfolgt die Bewertung der analogen Meßgröße proportional dem durch Integration gewonnenen arithmetischen Mittelwert, so daß sich Störgrößen, deren arithmetischer Mittelwert gleich Null ist, fast völlig kompensieren. Im Bild 5 wird der Signalflußplan des ADU dargestellt. Dieser ADU kann durch das Zusammenschalten folgender Baugruppen realisiert werden:

Integrator, Taktgenerator, Rücksetzstromschalter, Referenzstromquelle, Ansteuerschaltung (Komparator und Steuerschaltung), Frequenzteiler (Zeitbasiszähler), Ergebniszähler, Start/Stop-Logik und Schaltung zur Start-Impuls-Auslösung. Ausgehend vom Bild 5 sollen die Wirkungsweise der einzelnen Baugruppen und ihr Zusammenwirken untereinander beschrieben werden.

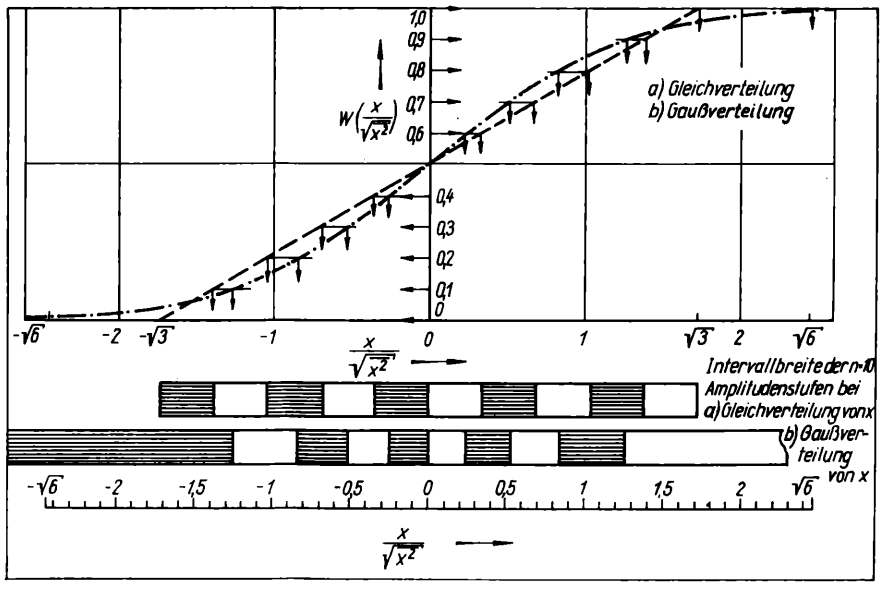


Bild 3. Diagramm zur grafischen Ermittlung der normierten Intervallbreiten der Amplitudenstufung bei Gauß- und Gleichverteilung

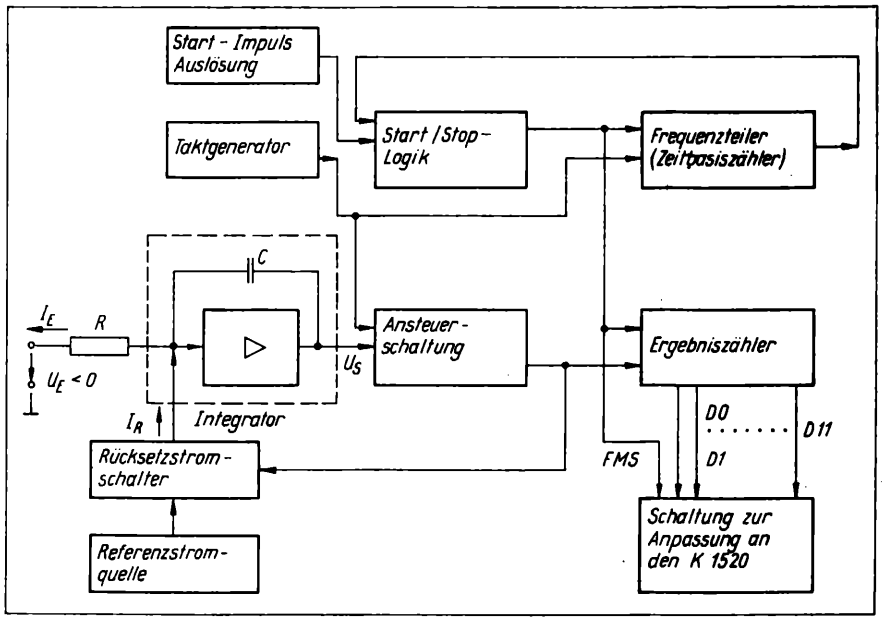


Bild 5. Signalflußplan eines ADU nach dem „Charge-balancing"-Verfahren
(Auflösung von $2{,}44 \cdot 10^{-4}$ bzw. 12 bit)

Das „Charge-balancing"-Verfahren arbeitet mit der Auf- und Entladung eines Kondensators C und beruht auf dem Ladungsgleichgewicht dieses Integrationskondensators. Als Integrator kommt ein mit dem Operationsverstärker B 109 aufgebauter Miller-Integrator zum Einsatz. Der Anstieg der sägezahnförmigen Ausgangsspannung U_S des Integrators wird durch den Strom I_E, der von der Höhe der Eingangsspannung U_E ($U_E < 0$) abhängt, bestimmt. Unter der Voraussetzung, daß die Eingangsspannung U_E während der Ladezeit t_l konstant ist, läßt sich die sägezahnförmige Ausgangsspannung U_S durch folgende Gleichung beschreiben:

$$U_S = \frac{U_E \cdot t_l}{R \cdot C}. \tag{10}$$

Der Integrationskondensator C wird hierbei bis zum Erreichen der Komparatorschwelle (Schwellenspannung des D-Eingangs vom D-Flip-Flop) zeitlinear aufgeladen. Überschreitet die Ausgangsspannung U_S die Schwellenspannung, so kippt der D-Flip-Flop beim nächstfolgenden Taktimpuls an seinem Q-Ausgang vom L- auf den H-Pegel. Dadurch wird über den Rücksetzstromschalter ein konstanter Referenzstrom I_R in den Integrator während bestimmter Zeitintervalle Δt_r eingespeist. Diese Zeitintervalle werden durch einen Komparator in Verbindung mit einer Taktimpulsfolge mit der Frequenz $f_c = 1/T_c$ festgelegt. Falls I_R groß genug ist, sinkt die Ausgangsspannung des Integrators innerhalb einer Periodendauer der Taktfrequenz f_c unter die Komparatorschwelle (Schwellspannung des D-Eingangs) ab, so daß mit dem darauffolgenden Taktimpuls der Komparatorausgang auf L-Pegel zurückkippt und die Referenzstromquelle abgeschaltet wird. Die Zuschaltung der Referenzstromquelle erfolgt somit nur während diskreter Zeitintervalle $\Delta t_r = z \cdot T_c$ ($z = 1, 2, ...$). Schwankungen der Schaltschwelle des Komparators liefern dadurch keinen Beitrag zum Umsetzfehler. Die Anzahl z der die Einschaltdauer von I_R bestimmenden Impulse (Zählimpulse) wird während einer durch den Frequenzteiler (Zeitbasiszähler) festgelegten Zeit t_u (Umsetzzeit) mit dem Ergebniszähler erfaßt. Die Umsetzzeit wird dabei durch eine vorgegebene Anzahl von n Taktimpulsen festgelegt. Das Prinzip des Verfahrens beruht darauf, daß sich die durch I_E und I_R innerhalb der Umsetzzeit auf den Integrationskondensator aufgebrachten Ladungen kompensieren. Da die Umsetzzeit t_u aus der Taktfrequenz f_c abgeleitet wird, ist die Genauigkeit der A/D-Umsetzung unabhängig von der Konstanz der Taktfrequenz f_c, so daß als Taktgenerator eine relativ einfache Schaltung eingesetzt werden kann. Mit Hilfe der Schaltung zur Start-Impuls-Auslösung und der Start/Stop-Logik werden einerseits die beiden Zähler zurückgesetzt, und andererseits wird die Zufuhr von Impulsen auf die beiden Zähler eingeleitet und nach Ablauf der Umsetzzeit beendet. Wenn in den Zeitbasiszähler die vorgegebene Anzahl von n Taktimpulsen eingelaufen ist, wird durch den Übertragsimpuls mit Hilfe der Start/Stop-Logik die weitere Zufuhr von Zählimpulsen auf den Ergebniszähler und von Taktimpulsen auf den Zeitbasiszähler gestoppt. Durch die Start/Stop-Logik wird auch ein Fertig-Melde-Signal (FMS) bereitgestellt, das die Beendigung des Umsetzvorganges anzeigt. Nach dem Erscheinen dieses Signals ist eine Übernahme des an den Ausgängen vom Ergebniszähler bereitstehenden digitalen Ausgangssignals in den Mikrorechner und danach ein neuer Start des Umsetzvorganges möglich.

Die Kommunikation des ADU mit dem Mikrorechner erfolgt über eine entsprechende Schnittstelle mit der dazugehörigen Anpassungselektronik.

3. Aufbau und Wirkungsweise der Schnittstellenelektronik (Koppelelektronik)

Bei der Kopplung des Mikrorechners mit externen Prozessen ist es erforderlich, den Transfer von Daten-, Adreß- und Steuersignalen zwischen dem Mikrorechner und der Prozeßperipherie über eine entsprechende Eingabe/Ausgabe-Schnittstelle abzuwickeln. Der Datenaustausch zwischen dem Mikrorechner und der Prozeßperipherie erfordert neben der Ein- und Ausgabe digitaler Signale vor allem die Analogwertein- und -ausgabe (z. B. Meßwerte, Stellsignale usw.). Der schaltungstechnische Aufwand für eine derartige Schnittstelle wird dabei durch die Anforderungen an die Kommunikation zwischen dem Mikrorechner und dem Prozeß bestimmt. Er erstreckt sich von der einfachen passiven Eingabe-Schnittstelle für Meßdaten und weiteren Zusatzinformationen vom Prozeß über die einfache passive Ausgabe-Schnittstelle (Abschn. 3.1.) bis hin zur universellen Eingabe/Ausgabe-Schnittstelle, die eine Übertragung von Daten-, Adreß- und Steuersignalen in beiden Richtungen ermöglicht (Abschn. 3.2.).

3.1. Einfache passive Eingabeschnittstelle

Über die einfache passive Eingabeschnittstelle (Bild 6), die eine Anpassung des ADU und der Prozeßperipherie mit dem Mikrorechner vornimmt, wird die Eingabe von Meßdaten und weiteren

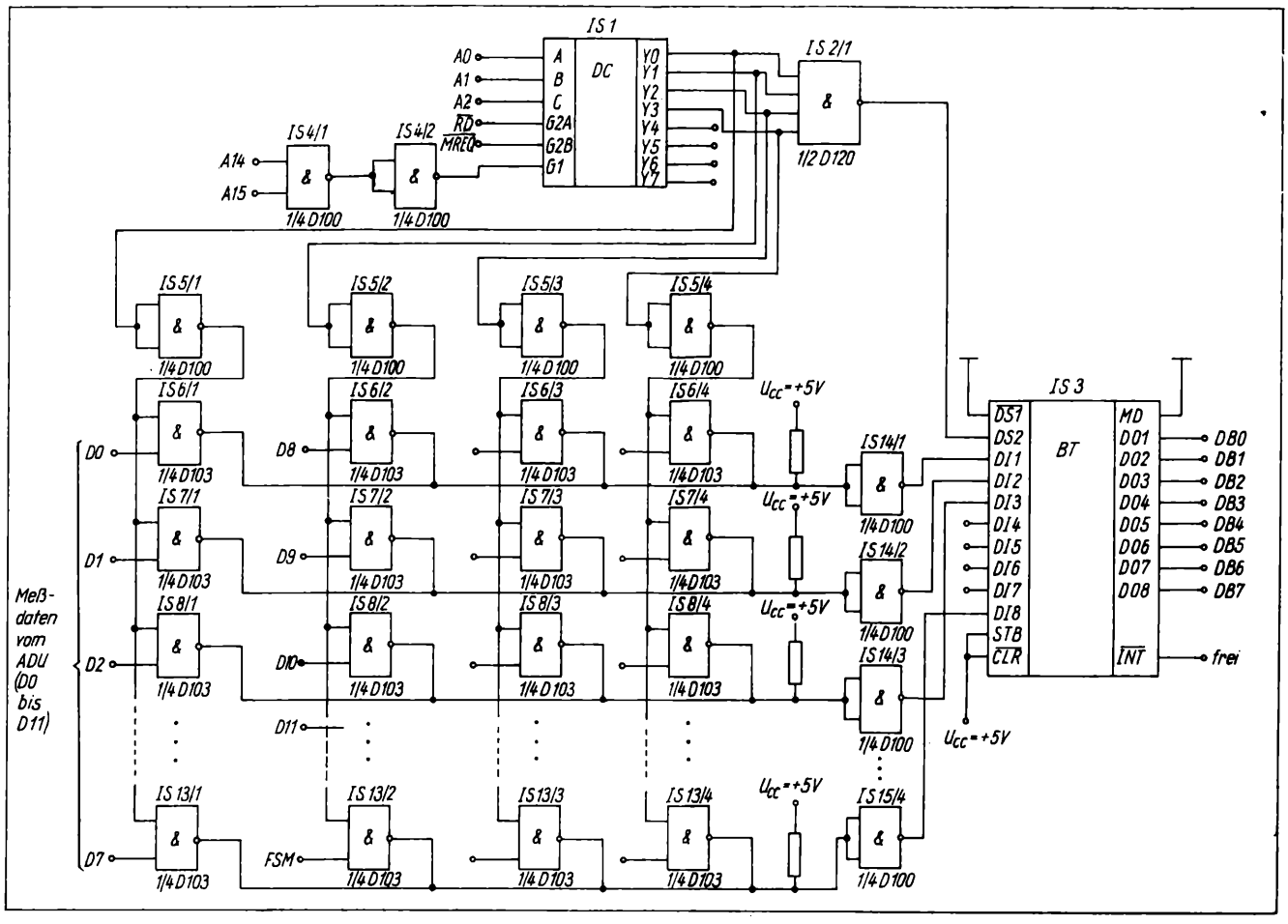


Bild 6. Einfache passive Eingabesteuerung

Zusatzinformationen vom Prozeß (z. B. Meßstellennummer, Koordinateninformation usw.) abgewickelt.

Im folgenden soll entsprechend Bild 6 die Arbeitsweise erläutert werden.

Mit Hilfe des 1-aus-8-Adreßdekoders IS 1 können durch die Adreßsignale A0 bis A2 (vom Adreßbus des Mikrorechners) 8 Adressen dekodiert werden. Damit überhaupt ein Ausgang des 1-aus-8-Dekoders aktiv werden kann, müssen alle drei Baustein-Freigabesignale, die an die Eingänge G2A, G2B und G1 gelegt werden, aktiv sein. Als Baustein-Freigabesignale werden vom Steuerbus die CPU-Signale $\overline{\text{MREQ}}$ bzw. $\overline{\text{RD}}$, die beide low-aktiv sind, auf die Eingänge G2B bzw. G2A gegeben. Durch die Verdrahtung von A 14 und A 15 werden die Adressen C000H bis C007H ausgewählt. Voraussetzung dafür ist, daß der Speicherraum von C000H bis FFFFH nicht anderweitig benötigt wird. Die Dateneingabe wird damit durch die CPU als Speicher-Lese-Zyklus abgewickelt. In der vorliegenden Schaltung sind nur die vier Ausgänge Y0 bis Y3 des Adreßdekoders belegt. Einerseits werden diese vier Ausgänge auf ein NAND-Gatter mit vier Eingängen IS 2/1 geführt, dessen Ausgang immer dann das Potential *H* besitzt, wenn an einem Gattereingang das Potential *L* anliegt, unabhängig davon, welches Potential die anderen Eingänge haben. Der Ausgang dieses NAND-Gatters wird auf den Eingang DS 2 (high aktiv) des 8 bit E/A-Schaltkreises IS 3 geführt, so daß für den Fall, daß beim Dekoder einer der vier Ausgänge Y0 bis Y3 low aktiv ist, stets der Eingang DS 2 aktiviert wird. Der Eingang $\overline{\text{DS 1}}$ liegt fest auf *L*-Potential und ist dadurch ständig aktiviert. Zum anderen steuern die vier Ausgänge Y0 bis Y3 des Adreßdekoders über jeweils einen Inverter IS 5/1 bis IS 5/4 je acht Tore. Für diese Torschaltungen werden die Schaltkreise D 103 eingesetzt, die einen offenen Kollektor haben. Dabei sind jeweils die Ausgänge von vier Torschaltungen parallel geschaltet, über einen Widerstand $R = 3{,}8\ \text{k}\Omega$ an die Betriebsspannung $U_{cc} = +5$ V geführt und über einen Inverter mit einem Dateneingang des 8 bit-E/A-Bausteins IS 3 verbunden.

Die einzelnen Datenausgänge D0 bis D11 der drei Zählerbausteine des Ergebniszählers vom ADU sind der Reihe nach mit den Toren IS 6/1 bis IS 13/1 und IS 6/2 bis IS 9/2 verbunden.

Wird beim Adreßdekoder der Ausgang Y0 aktiviert, dann werden die niederwertigen 8 bit des ADU (Ausgänge D0 bis D7) über die Tore IS 6/1 bis IS 13/1 und die Inverter IS 14/1 bis IS 15/4 auf den 8 bit-E/A-Schaltkreis IS 3 gegeben. Bei Aktivierung des Ausganges Y1 vom Adreßdekoder wird die Übernahme der höherwertigen 4 bit des ADU (Ausgänge D8 bis D11) über die Tore IS 6/2 bis IS 9/2 und die Inverter IS 14/1 bis IS 14/4 auf den E/A-Schaltkreis IS 3 realisiert. Dabei wird auch über das Tor IS 13/2 und den Inverter IS 15/4 das Fertig-Melde-Signal des ADU auf den E/A-Schaltkreis IS 3 gegeben. Weitere Zusatzinformationen von der Prozeßperipherie können über die Tore IS 5/3 bis IS 13/3 und IS 5/4 bis IS 13/4 sowie die entsprechenden Inverter IS 14/1 bis IS 15/4 auf den E/A-Schaltkreis IS 3 gelangen. Der 8 bit-E/A-Baustein arbeitet aufgrund seiner äußeren Beschaltung (STB liegt auf $U_{cc} = +5$ V, und INT wird nicht verwendet) als nicht getriggerter Eingabebaustein. Dabei liegt der Eingang MD (MODUS) fest auf *L*-Potential (Masse) und bestimmt somit die Betriebsart des E/A-Bausteins IS 3 als Eingabebaustein. Da der Eingang $\overline{\text{DS 1}}$ (low aktiv) fest auf *L*-Potential liegt, wird die Aktivierung des Bausteins durch das Signal DS 2 (high aktiv) ausgelöst.

Die Ausgänge D1 bis D8 des E/A-Bausteins sind als Tristate-Ausgänge ausgeführt und werden unmittelbar als Leitungstreiber

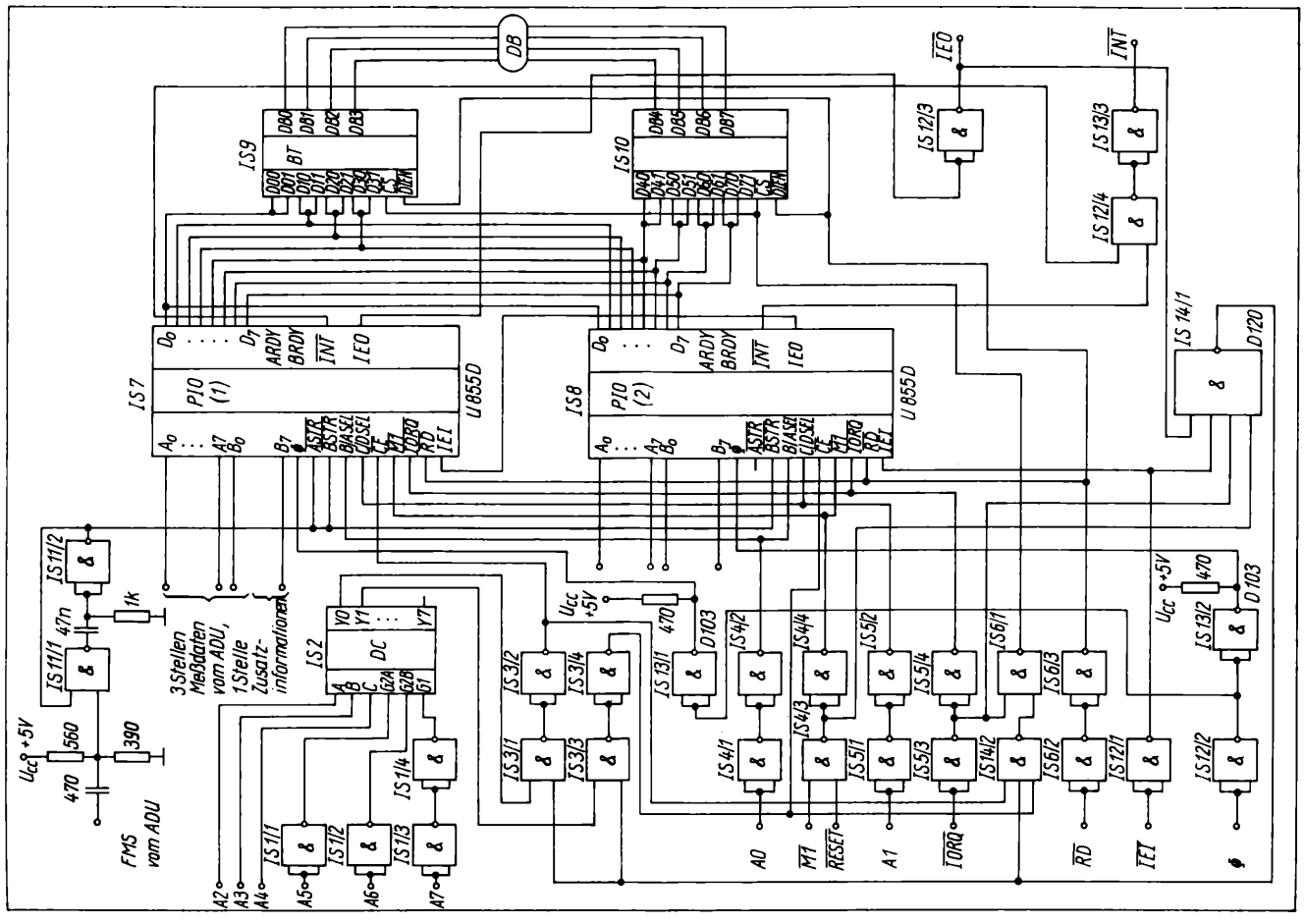


Bild 7. Universelle Eingabesteuerung unter Verwendung von zwei PIO-Schaltkreisen

mit dem Datenbus des Mikrorechners gekoppelt. Beim Vorliegen der beiden Bausteinauswahlsignale $\overline{DS\ 1}$ und DS 2 werden die Ausgänge des internen Datenregisters auf die Schaltkreis-Datenausgänge durchgeschaltet. Bei einem nichtaktiven Bausteinauswahlsignal DS 2 werden die Ausgänge D01 bis D08 des E/A-Bausteins hochohmig geschaltet.

In der im Bild 6 beschriebenen Ausführung kann diese Eingabe-Schnittstelle 4 byte Meßdaten und Zusatzinformationen übertragen. Durch Einbeziehung der Ausgänge Y4 bis Y7 des Adreßdekoders IS 1 kann man diese Eingabe-Schnittstelle jedoch bis auf 8 byte erweitern.

3.2. Eingabe-Schnittstelle unter Verwendung von zwei PIO-Schaltkreisen

Eine weitere Variante für die Ausführung einer Eingabe-Schnittstelle wird im Bild 7 dargestellt. Mit dieser Eingabe-Schnittstelle kann neben der Erfassung von Meßdaten und Zusatzinformationen vom Prozeß auch die Ein- und Ausgabe von Adreß- und Steuersignalen abgewickelt werden. Die Eingabe-Schnittstelle besteht im wesentlichen aus zwei PIO-Schaltkreisen IS 7 und IS 8, zwei 4 bit-bidirektionalen Bustreibern IS 9 und IS 10 einem 1-aus-8-Adreßdekoder IS 2, einem Monoflop IS 11 und IS 12 und einer Anzahl von Negatoren. Die beiden PIO-Schaltkreise sind dabei ohne zusätzliche Logik in einer Kettenschaltung („Daisy-chain"-Kette) durch Verbindung des Unterbrechungserlaubniseinganges IEI mit dem Unterbrechungserlaubnisausgang IEO zusammengeschaltet. Dadurch wird eine entsprechende Interrupt-Steuerung ermöglicht.

Die Betriebsart der einzelnen Ports der beiden PIO-Schaltkreise wird folgendermaßen festgelegt:

PIO 1: Port A: Modus 1 (Eingabe)
Port B: Modus 1 (Eingabe)
PIO 2: Port A: Modus 3 (Bit-Steuerung)
Port B: Modus 1 (Eingabe)

Über Port A und Port B der PIO 1 und Port B der PIO 2 werden 3 Stellen Meßdaten vom ADU und 3 Stellen Zusatzinformationen von der Prozeßperipherie (z. B. Meßstellennummer, Koordinateninformation usw.) eingegeben. Die 8 Eingabe/Ausgabe-Leitungen vom Port A der PIO 2 können wahlweise als Eingabe- bzw. Ausgabe-Leitungen definiert werden. Über dieses Port erfolgt der Transfer von Steuer- und Adreßsignalen zwischen dem ADU und der Prozeßperipherie einerseits und dem Mikrorechner andererseits. Dies sind z. B. die Signale A_0 und A_1 zur Dekodierung der Meßstelle, das Signal A_3 zum Start des ADU, die von der PIO ausgegeben werden. Über die beiden Bustreiber IS 9 und IS 10 erfolgt die Ankopplung der beiden PIO-Schaltkreise IS 7 und IS 8 an den Datenbus des Mikrorechners. Dabei wird die Richtung der bidirektionalen Bustreiber durch das Signal $\overline{RD}$ (Lesen) festgelegt. Falls das Signal $\overline{RD}$ (low aktiv) aktiv ist, bedeutet dies „Lesen" (Datentransfer von der PIO auf den Datenbus). Ist das Signal $\overline{RD}$ nicht aktiv, dann wird der Datentransport in umgekehrter Richtung erfolgen, und dies entspricht dem „Schreiben".

Mit Hilfe des 1-aus-8-Adreßdekoders IS 2 können durch die Adreßsignale A2 bis A4 (vom Adreßbus des Mikrorechners) 8 Adressen dekodiert werden. Hierfür müssen jedoch auch noch alle drei Baustein-Freigabesignale aktiv sein. Durch den speziellen Anschluß dieser drei Adreßleitungen werden die I/O-Adressen EØH bis FFH ausgewählt. In der vorliegenden Schaltung erfolgt die Adressierung der beiden PIO-Schaltkreise über die Ausgänge Y0 und Y1 des Adreßdekoders IS 2. Mit dem Adreß-

signal A0 erfolgt über den Eingang B/A SEL der PIO IS 7 bzw. der PIO IS 8 die Portauswahl B oder A. Das Adreßsignal A1 bewirkt über den Eingang C/D SEL der PIO-Schaltkreise die Wortauswahl (Steuerwort oder Daten). Die weitere Beschaltung (Is 3/1 ... 4, IS 14/1) vor den $\overline{CE}$-Eingängen der PIO-Schaltkreise gewährleistet ein Ansprechen auch im Unterbrechungsbestätigungszyklus. Dieser Unterbrechungsbestätigungszyklus ist durch das gleichzeitige Auftreten von $\overline{M1}$ und $\overline{IORQ}$ gekennzeichnet.

Die Interruptanforderung wird entsprechend der Programmierung der PIO durch das Fertig-Melde-Signal des ADU am Eingang A6 der PIO IS 8 ausgelöst. Im Rahmen des Interruptbehandlungsprogramms erfolgt dann zeitlich nacheinander die Eingabe der Meßdaten vom ADU und der Zusatzinformationen vom Prozeß über die Ports A und B der PIO IS 7 und das Port B der PIO IS 8. Die zur Übernahme der Adreß- und Steuersignale eingefügten Negatoren gewährleisten, daß der Adreß- und Steuerbus bei allen Signalen durch die Schnittstellenelektronik nur mit einer TTL-Last belastet wird.

Der Monoflop IS 11/1 und IS 11/2 dient der Realisierung des „Handshake"-Betriebes.

Eine programmierte Abfrage-Schleife, die ungefähr 20—30 Systemtakte dauert, gewährleistet, daß die bereitstehenden Daten (Meßdaten und Zusatzinformationen) in die CPU übernommen werden.

Beide Schaltungsvarianten (Bilder 6 und 7) wurden für konkrete Aufgabenstellungen zur mikrorechnergestützten Meßdatenerfassung, -verarbeitung und -auswertung entwickelt, getestet und stehen an der TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik, für eine Nachnutzung zur Verfügung.

Literatur

[1] *Roth, M.:* Mikroprozessoren, KDT, Hochschulsektion der TH Ilmenau 1979.
[2] *Roth, M.:* A/D- und D/A-Wandler. In: Philippow: Taschenbuch der Elektrotechnik in 6 Bänden, Bd. 3. Berlin: VEB Verlag Technik 1979.
[3] *Smolow, W. B.:* Mikroelektronische A/D- und D/A-Wandler (in Russ.). Leningrad: Isd. Energija 1976.
[4] *Roth, M.; Schweigel, E.; Grubba, K.; Kahlert, H.:* Generationswechsel in der analogen Automatisierungs-Gerätetechnik. 21. Int. Wiss. Kolloquium, TH Ilmenau 1976.
[5] *Roth, M.; Geidel, K.-D.:* Mikroprozessor — A/D- und D/A-Wandler. Wissenschaftliche Berichte der TH Leipzig (1978) H. 26.
[6] Mikrorechnersystem K 1520 — Systembeschreibung. Firmendokumentation VEB Kombinat Robotron 1978.
[7] Mikrorechnersystem K 1510 — Systembeschreibung. Firmendokumentation VEB Kombinat Robotron 1977.
[8] *Hart, H.:* Einführung in die Meßtechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1977.
[9] *Krauß, M.; Woschni, E.-G.:* Meßinformationssysteme, 2. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1975.
[10] *Sahner, G.:* Digitale Meßverfahren. Berlin: VEB Verlag Technik 1979.
[11] *Kime, C.; Kusterer, V.:* „Charge-balancing" — ein neues A/D-Integrationsverfahren. Elektronik 23 (1974) H. 12, S. 469—471.
[12] *Seifart, M.; Bogk, D.:* Spannungs- und Stromfrequenzwandler mit hoher Linearität und großem Dynamikbereich. Nachrichtentechnik — Elektronik 27 (1977)H. 6, S. 255—258.
[13] *Meiling, W.:* Mikroprozessor — Mikrorechner, Funktion und Anwendung. Berlin: Akademie-Verlag 1978.
[14] *Albrecht, H.:* Analogdaten — Wandlungsbaugruppe für Mikrorechneranschluß. Nachrichtentechnik — Elektronik 29 (1979) H. 11, S. 467—470.
[15] *Jehmlich, W.:* Applikative Gesichtspunkte bei der mikroprozessorgestützten Meßdatenerfassung, -reduktion und -auswertung. Nachrichtentechnik — Elektronik 30 (1980) H. 12, S. 518—522.
[16] *Mattera, L.:* Data converters latch onto microprocessors. Electronics (1977) September, pp. 81—90.
[17] *Sherwin, J.:* Simplity analog/computer interfacing. Elektronik Design (1977) August, pp. 92—99.
[18] *Naumann, G.; Meiling, W.; Stscherbina, A.:* Standard-Interfaces der Meßtechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1980.

msr 7421

Doz. Dr.-Ing. *F. Siwoff*, Dr.-Ing. *G. Angelow* und Dr.-Ing. *A. Lefterow*, Sofia[1])

Anwendung von Mikroprozessoren in Meßsystemen zur Messung und Verarbeitung von energetischen Größen

IA 4.0.5.5.

1. Problemstellung

Es bestand die Aufgabe, den ununterbrochenen Gießprozeß in einer Anlage mit Gegendruck zu automatisieren. Als Lösung bot sich die konventionelle Meß- und Regelungstechnik und auch der Einsatz von Mini- oder Mikrorechnern an. Aus der Anzahl der Meßstellen und Ausgabegrößen schied die analoge Einzelverarbeitung aus. Es wurden einige Varianten mit dem Mikroprozessor MC 6800 aufgebaut und erprobt. Im Beitrag wird eine verbesserte Variante beschrieben.

Bei der Erarbeitung des Konzepts für die verbesserte Variante des Mikrorechnersystems zur Meßgrößengewinnung und -verarbeitung bei der Anlage zum ununterbrochenen Gießen von Stahl mit Gegendruck ging man von folgenden Voraussetzungen aus:

1. Das System sollte minimalen Aufwand an Hardware auf Kosten der Software aufweisen. Das ermöglicht,
   — den Preis der Entwicklung niedrig zu halten
   — die Zuverlässigkeit des Systems zu erhöhen
   — die Entwicklung zu beschleunigen.
2. Es sollte die Möglichkeit zur Erweiterung und Modifizierung des Systems gegeben sein.
3. Die Hauptteile des Systems sollten auch für spätere Weiterentwicklungen verwendbar sein.
4. Das Mikrorechnersystem sollte auf der Basis der Mikroprozessorfamilie MC 6800 aufgebaut werden, die im Institut für Metallkunde — Metalltechnologie vorhandenen und eine Zielentwicklung der VR Bulgarien ist.
5. Es sollten optimale Arbeitsbedingungen des Experimentators durch maximalen Ausgabeinformationsumfang geschaffen werden.

2. Prinzipschaltbild des Mikrorechnersystems zur Datensammlung

Das Prinzipschaltbild des Mikrorechners ist im Bild 1 gezeigt. Es beinhaltet: Mikroprozessor MC 6800, Taktgenerator, 4K EPROM, 1K RAM, Peripherieinterface für die Verbindung mit Impulsprimärwandlern (PW) und Sollwertstellern, Peripherie-

[1]) Mitteilung aus dem Institut für Metallkunde und Metalltechnologie der Bulgarischen Akademie der Wissenschaften (IMMT—BAdW).

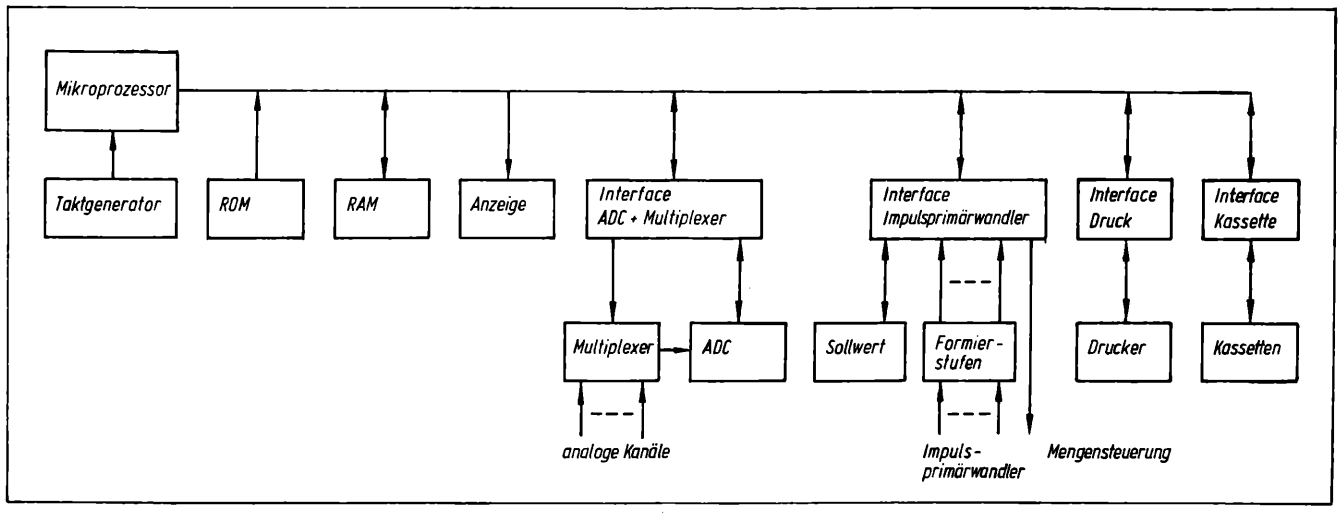


Bild 1. Prinzipschaltbild der Mikrorechnerkonfiguration

interface für die Verbindung mit dem ADC und dem Multiplexer, Indikatorblock, Interface für die Verbindung mit Drukker und serielles Interface für die Verbindung mit Kassettenspeichern. Die Systemprogramme sind in elektrisch programmierbaren Festwertspeichern 2708 eingeschrieben. Der Schreib/Lesespeicher besteht aus zwei 0,5-K-Modulen, aufgebaut mit MC 6810.

Das Peripherieinterface für die Verbindung mit dem ADC und dem Multiplexer ist mit MC 6821 aufgebaut und ist so programmiert worden, daß 12 Eingänge und 4 Ausgänge wirksam werden. Über die Ausgänge wird die Nummer des Analogkanals gegeben, und durch die Eingänge wird die ADC-Information aufgenommen. Das Startsignal zum ADU wird über eine der Kontrolleitungen der Schaltkreise gegeben.

Der Indikatorblock stellt für den Mikrorechner ein 32-Byte-Speichermodul dar, in dem nur Informationen gespeichert werden.

Das Peripherieinterface zur Verbindung mit den Impuls-PW ist auch mit MC 6821 aufgebaut. Die Signale der Impuls-PW werden zu den Kontrolleitungen gegeben, die der Sollwertsteller zu den Informationsleitungen. Ein Teil sind als Ausgänge programmiert und dienen zur Steuerung der Abfrage der Sollwertsteller, die übrigen nehmen den Sollwertstellerkode auf. Das Mikrorechnersystem funktioniert wie folgt:

Nach dem System-Restart wird ein automatischer Funktionstest der Hauptteile des Systems durchgeführt. Bei Feststellen einer Havarie, die die Hauptfunktion des Rechners nicht gefährdet und das gesamte System nicht außer Betrieb gesetzt hat, wird diese Havarie mit entsprechendem Kode angezeigt, damit der Operator im Bedarfsfall Reparaturen vornehmen kann. Bei Fehlen solcher Situation wird der „Bereitzustand" angezeigt.

Der Mikrorechner initialisiert die Peripherieeinrichtungen und beginnt mit der schrittweisen Ausgabe der Analogkanalnummern der Thermopaare an die Steuerungseingänge des Multiplexers durch das Peripherieinterface zur Verbindung mit dem ADC und dem Multiplexer. Gleichzeitig werden über dasselbe Interface Startsignale zum ADC gegeben, und nach der Abarbeitung der Messung (Umsetzung) durch den ADC wird sein Ausgangszustand gelesen und im Arbeitsspeicher RAM 2 aufgeschrieben. In Abhängigkeit vom Typ des Thermopaares führt der Mikrorechner eine Linearisierung und Umwandlung des Wertes vom ADC in den Temperaturwert durch, der an die entsprechende Anzeige durch Einschreiben in den Anzeigespeicher ausgegeben wird.

Die Analog-Digital-Umwandlung und die Ausgabe zur Anzeige der Daten der Thermopaare stellt den Hauptzyklus des Mikrorechners dar. Außer diesem Operationshauptzyklus steuert er eine Anzahl Unterbrechungen (Interruptsignale) von äußeren Quellen.

Zuerst steuert der Mikrorechner 0,5 s-Zeitintervalle, die durch den Zählerteiler der Taktfrequenz des Mikrorechners (1 MHz) gewonnen werden. Bei Ankunft eines solchen Impulses unterbricht er die Arbeit der Abfrage der Analogkanäle, zählt den momentanen Impuls auf, in dem er ihn zur Softwareuhr addiert und berechnet die Geschwindigkeit des Schlittens und die Menge der Kühlflüssigkeit in der abgelaufenen halben Sekunde durch die Daten, die in dieser Periode von den entsprechenden Impuls-PW gesammelt worden sind.

Die Impulse des PW der Motordrehzahl, 10mal geteilt, unterbrechen auch den Grundzyklus der Mikroprozessorarbeit. Der Mikrorechner summiert die Impulse in zwei getrennten Softwarezählern: Zähler für den Geschwindigkeitswert und Zähler für den Wert des Schlittenweges. Der Wert des Geschwindigkeitszählers kommt bei jedem Zeitimpuls (mit der Frequenz 2 Hz) zur Anzeige.

Der Zähler des Schlittenweges besteht aus zwei Softwarezählern. Der erste ist ein Vorzähler mit dem Zählzyklus 120. Bei Überlauf dieses Vorzählers wird sein Inhalt auf Null gebracht, und zu dem zweiten Wegzähler wird eine 1 hinzuaddiert. Auf diese Art und Weise erhält man in dem letzten den Wert des zurückgelegten Schlittenweges in Metern. Dieser Wert kommt alle 0,5 s zur Anzeige.

Die Richtung des Schlittens wird durch einen Kontakt-PW bestimmt, dessen Ausgang durch den Peripherieinterfaceadapter auch an die Interrupts des Mikrorechners angeschlossen ist. Bei Unterbrechung durch diesen PW verändert der Rechner die Art der Wegbestimmung, indem anstelle der Summierung der PW-Impulse eine Subtraktion vom Endwert (4 m) erfolgt.

Der Mengenwert des Kühlwassers wird durch die durch 10 geteilte Anzahl der Impulse vom Mengenimpuls-PW bestimmt. Der Mengenwert wird im Softwarezähler gesammelt, dessen Inhalt alle 0,5 s angezeigt und danach auf Null gebracht wird.

Das so erarbeitete System wird durch die bedeutende Einsparung an Schaltungen und Verbindungen im Vergleich zu der vorhergehenden Konzeption charakterisiert. In dem System ist die Möglichkeit der Datenausgabe zum Drucker und zum Mehrkanalschreiber vorgesehen. Zu diesem Zweck verfolgt der Mikrorechner die Schlittenbewegung, und nach bestimmten Schritten (5 oder 10 cm) gibt er die Kanalwerte aufgezeichnet auf Papier (Druck oder Schreiber) aus. Außer den beschriebenen Funktionen der Bereitstellung der vom Experimentator benötigten Daten übernimmt der Mikrorechner auch die Regelung der Kühlflüssigkeit. Die Regelung basiert auf dem Vergleich des Kristallisatortemperatursollwertes mit der Temperatur der in

dem Kristallisator eingebauten Thermowandler. Zu diesem Zweck wird ihr Mittelwert gebildet, und wenn der erhaltene Wert über dem Sollwert liegt, wird ein Steuersignal zum Öffnen des Ventils des Kühlkreises gegeben. Wenn der Mittelwert der Kristallisatortemperatur niedriger als der Sollwert ist, gibt der Mikrorechner ein Steuersignal zum Schließen des Ventils. Die Ausgabe der Steuersignale erfolgt durch zwei Informationsschienen des Impuls-PW-Interfaces; das Einlesen des Kristallisatortemperatursollwertes wird durch die übrigen Informationsschienen desselben Interfaces vorgenommen.

3. Programmsicherung des Mikrorechnersystems

3.1. Eingangsdaten

Der Eingangsdateninformationsfluß wird von folgenden Informationsquellen gebildet:

- Zeit-PW
- Drehzahl-PW
- Richtungs-PW
- Mengen-PW
- 3 PW der Kühlwassertemperatur
- 10 PW der Kristallisatortemperatur
- PW der Schmelztemperatur

3.1.1. Zeitablesung

Das System hat eine stabile Taktfrequenz von 1 MHz. Durch Hardwareteiler wird diese Frequenz bis auf 2 Hz geteilt. Die so erhaltene Periode von 0,5 s stellt das Hauptzeitintervall dar, in dem die Schlittengeschwindigkeit und die Kühlwassermenge gemessen werden. Der $5 \cdot 10^5$-Teiler ist mit 5 IS 7493 mit Teilerfaktor 10 und einem IS mit Teilerfaktor 5 (7490) ausgerüstet. Der Informationsfluß ist $I_Z = 2$ bit/s.

3.1.2. Ablesen der Schlittengeschwindigkeit

Der Motordrehzahl-PW ist so entwickelt, daß er 1200 Imp/cm Schlittenweg mit einer Genauigkeit von 0,3% abgibt. Die Schlittengeschwindigkeit wird in der Dimension cm/min gemessen. Umgewandelt erhält man für die Geschwindigkeit:

$$1 \text{ cm/min} = 1 \text{ cm}/60 \text{ s} = 1200 \text{ Imp}/60 \text{ s} = 20 \text{ Imp/s} =$$
$$= 10 \text{ Imp}/0{,}5 \text{ s} .$$

Aus der erhaltenen Beziehung kann man folgern, daß durch 10-Teilung der Frequenz des Motordrehzahl-PW die Impulsanzahl während 0,5 s die Schlittengeschwindigkeit in cm/min angibt. Die 10-Teilung der Frequenz des Drehzahl-PW wird mit einem Zähler mit dem IS 7493 durchgeführt. Der Geschwindigkeitswert wird in einem 2-Dekaden-Softwarezähler gesammelt. Nach Aufgabenstellung ist die Maximalgeschwindigkeit 50 cm/min. Der Eingangsinformationsfluß ist $I_G = 50$ bit/0,5 s = 100 bit/s.

3.1.3. Ablesen der Schlittenlage

Als Schlittenlagen-PW wird der gleiche Drehzahl-PW verwendet. Die Schlittenlage wird in der Dimension m mit einer Genauigkeit von 0,001 m gemessen. Wie vorhergehend gezeigt worden ist, gibt der PW 1200 Imp/cm ab. Nach einer 10-Teilung erhält der Mikrorechner für die Schlittengeschwindigkeit 120 Imp für jeden cm zurückgelegten Schlittenweges.
Es existieren zwei Alternativen:

- Einführung eines zweiten Kanals zum Mikrorechner, über den nach 120-Teilung Impulse eingeführt werden. Jeder Impuls entspricht 1 cm Schlittenweg.
- Software-Trennung der beiden Kanäle — Geschwindigkeit und Weg —, wobei in dem Wegkanal die Impulse softwaremäßig durch 120 geteilt werden.

Bei Erreichung des Wertes 120 wird der Teiler auf Null gebracht und zu dem Wegzähler in Abhängigkeit der Bewegungsrichtung des Schlittens eine 1 addiert oder subtrahiert.
Bei der Realisierung der ersten Alternative benötigt man noch einen zusätzlichen Eingang des Mikrorechners. Außerdem sind zusätzliche IS 7493 notwendig. In bezug auf den Informationsfluß erhält man eine gewisse Erhöhung, da auch das Verfolgen eines zusätzlichen Kanals notwendig ist. Außerdem muß die Frage der Signalkonkurrenz von Geschwindigkeit und Weg wegen ihrer Synchronität gelöst werden. Deswegen ist die zweite Alternative gewählt worden, da sie die Nachteile der ersten nicht aufweist, trotz einer gewissen Erhöhung der Informationsbearbeitungszeit.

3.1.4. Bestimmung der Schlittenbewegungsrichtung

Der Schlittenbewegungsrichtungs-PW ist ein Kontaktwandler und wird bei Endlagenerreichung des Schlittens umgeschaltet. Da der Schlittenweg 4 m und die Maximalgeschwindigkeit 0,5 m/min sind, wird der Schlittenbewegungsrichtungs-PW mit einer Frequenz nicht größer als $I_R = 0{,}5/(4 \cdot 60)$ bit/s = = 0,002 bit/s umgeschaltet.

3.1.5. Temperaturmessungen

Nach Aufgabenstellung muß die Temperatur des Kühlwassers des Kristallisators und der Schmelze mit einer Frequenz nicht kleiner als 2 Hz gemessen werden. Die Messungen werden in 16 Kanälen mit 12 bit Genauigkeit durchgeführt. Das bedeutet für den Mikroprozessor MC 6800 2 byte. Der Gesamteingangsinformationsfluß der Thermopaare wird $I_T = (2 \cdot 16 \cdot 2)$ byte/s = = 64 byte/s.

3.1.6. Ablesen der Kühlwassermenge

Als Mengen-PW wird ein Impulsmengenmesser auf 74 Imp/dm³ geeicht. Die Menge soll in der Dimension m³/h gemessen werden. Mit einer Genauigkeit von 1,4% kann man annehmen, daß der Mengen-PW 72 Imp/dm³ gibt. Man erhält nach Umwandlung der nach Aufgabenstellung notwendigen Dimenion folgendes:

$$1 \text{ m}^3/\text{h} = 1000 \text{ dm}^3/3600 \text{ s} = 72000 \text{ Imp}/3600 \text{ s} =$$
$$= 20 \text{ Imp/s} = 10\text{Imp}/0{,}5 \text{ s} .$$

Aus der erhaltenen Beziehung ist ersichtlich, daß die Impulszahl nach einer 10-Teilung den Mengenwert angibt, wenn die Impulse in Intervallen von 0,5 s gezählt werden. Die 10-Teilung der Frequenz wird mit dem Zähler 7493 durchgeführt. Bei maximaler Kühlflüssigkeitsmenge von 50 m³/h erhält das Mikrorechnersystem einen Informationsfluß $I_M = 50$ bit/0,5 s = 100 bit/s.

3.1.7. Maximaler Informationsfluß der PW

Wegen der Besonderheiten des Mikrorechnersystems werden die Informationen von den Zeit-PW, Drehzahl-PW, Schlittenbewegungsrichtungs-PW und Mengen-PW im Rahmen eines ganzen Byte gelesen. Das bestimmt, daß der Gesamteingangsinformationsfluß der PW nicht in bit, sondern in byte in jedem Kanal gemessen wird.

$$I_W = I_Z + I_G + I_R + I_M = 266 \text{ byte/s} .$$

Der Mikrorechner liest außerdem periodisch den Kristallisatortemperatursollwert. Die Leseperiode der Sollwertsteller beträgt 0,5 s. Da die beiden Sollwertsteller nacheinander im Rahmen von 2 byte gelesen werden, werden zum Informationsfluß der PW noch 4 byte/s addiert.
Zum Gesamteingangsinformationsfluß werden auch die Rückführungssignale des Druckers addiert, falls er in dem System vorgesehen ist.

3.2. Ausgangsdaten

Der Ausgangsdatenfluß erfolgt über die Informationsausgänge:

- Schlittengeschwindigkeitsanzeige
- Anzeige der Schlittenlage

— Anzeige der Kühlflüssigkeitsmenge
— 3 Anzeigen der Kühlflüssigkeitstemperatur
— 10 Anzeigen der Kristallisatortemperatur
— Anzeige der Temperatur der Schmelze
— ADC-Steuerung
— Analog-Multiplexer-Steuerung
— Steuerung des Ablesens der Sollwertsteller
— Steuerung der Kühlflüssigkeitsmenge
— Steuerung des Mehrkanalschreibers
— Steuerung des Druckers.

1. Die Schlittengeschwindigkeitsanzeige erfolgt in cm/min mit Hilfe von zwei Dezimalziffern (von 00 bis 99). Die Information wird in einem Byte (BCD) mit der Periode 0,5 s ausgegeben. Der Informationsfluß ist $I_G = 2$ byte/s.
2. Die Schlittenlage wird in der Dimension m mit einer Genauigkeit von 0,01 m mit Hilfe von 3 Dezimalziffern (0,00 bis 9,99) angezeigt. Die Informationsausgabe erfolgt in 2 byte (BCD) mit einer Periode von 0,5 s. Der Informationsfluß beträgt $I_L = 4$ byte/s.
3. Die Anzeige der Kühlflüssigkeitsmenge in der Dimension m^3/h erfolgt mit einer Genauigkeit von 1 m^3/h mit 2 Dezimalziffern (von 00 bis 99). Die Daten kommen in 1 byte (BCD) aller 0,5 s zur Anzeige. Der Informationsfluß ist $I_M = 2$ byte/s.
4. Die Anzeigen der Kühlflüssigkeitstemperatur erfolgen in °C mit einer Genauigkeit von 1 K. Die Informationsausgabe wird in 1 byte (BCD) im Intervall von 0,5 s durchgeführt. Der Gesamtfluß der 3 Kanäle ist $I_T = 3 \cdot 2$ byte/s $= 6$ byte/s. Es werden Werte von 00 bis 99 angezeigt.
5. Die Anzeigen der Kristallisatortemperatur arbeiten in °C mit Genauigkeit 1 K mit Hilfe von 3 Dezimalziffern (von 000 bis 999). Mit dem Zeitintervall 0,5 s werden die Daten eines jeden Kanals in 2 byte (BCD) ausgegeben. Der Gesamtinformationsfluß beträgt $I_K = 10 \cdot 2 \cdot 2$ byte/s $= 40$ byte/s.
6. Die Anzeige der Temperatur der Schmelze erfolgt in °C (Genauigkeit 1 K) mit 4 Dezimalziffern (0000 bis 9999) im Intervall von 0,5 s. Die Daten werden in 4 folgende Bytes (BCD) ausgegeben. Der Gesamtinformationsfluß ist $I_S = 8$ byte/s.
7. Die ADC-Steuerung wird durch Startimpuls, formiert durch Einschreiben eines Steuerbytes in dem Kontrollregister des Peripherieinterface, vor jeder Messung vorgenommen. Die Messung erfolgt in 16 Kanälen mit den Zeitintervallen 0,5 s. Der Gesamtinformationsfluß ist $I_{AD} = 32$ byte/s.
8. Die Analog-Multiplexer-Steuerung wird durch Kanaladressierung (von 0 bis 15) aller 0,5 s durchgeführt. Der Informationsfluß beträgt $I_{AM} = 32$ byte/s.
9. Die Steuerung des Ablesens der Sollwertsteller ist wegen des Multiplexierens notwendig. Die zwei Sollwertsteller werden mit der Periode 0,5 s gelesen, deswegen ergibt sich für den Informationsfluß $I_{SW} = 4$ byte/s.
10. Steuerung der Kühlflüssigkeitsmenge. Die Informationen werden getrennt den beiden Kühlkreisen als binäre Signale zugeführt. Die Signale werden durch Einschreiben von Steuerworten in die Kontrollregister des Peripherieinterface formiert. Die maximale Frequenz der Steuersignale ist 2 Hz. Deswegen hat dieser Ausgangsinformationsfluß den Wert $I_{MS} = 4$ byte/s.
11. Die Steuerung des Mehrkanalschreibers wird durch Spannungsausgänge des DAC, zu dem der Mikrorechner die wertentsprechenden Kodes abgibt, realisiert. In dem System sind 20 Ausgangsanalogkanäle mit binärkodierter Information vorgesehen. Die Werte eines jeden Kanals werden mit 8 bit (Genauigkeit 0,4%) dargestellt und aller 0,5 s erneuert. Der Ausgangsfluß zum DAC beträgt $I_{DA} = 40$ byte/s.
12. Die Steuerung des Druckers hängt vom Typ des Druckers und der Anzahl der Ausgangskanäle ab. Ihr Informationswert beträgt ungefähr 50—100 byte/s.

Der Gesamtausgangsinformationsfluß ist gleich der Summe der so bestimmten Informationsflüsse und beträgt etwa 250 bis 300 byte/s. Von diesem Informationsfluß werden etwa 100 byte/s vom Operator benötigt. Die übrige Information dient der Steuerung.

Aus der durchgeführten Analyse geht hervor, daß der Gesamtfluß der Eingangs- und Ausgangsinformation des Mikrorechners eine Dichte von etwa 500 bis 600 byte/s hat. Nach mittleren Schätzungen dauert das Ein- und Ausgeben von 1-byte-Information etwa 20 μs. Daraus folgt, daß etwa 1% der Gesamtarbeitszeit des Mikroprozessors für die Informationsein- und -ausgabe besetzt ist. Die übrige Zeit kann man mit entsprechender Bearbeitung der Eingangsinformation auffüllen.

4. Algorithmen zur Datensammlung und Steuerung der Anlage

Der Mikrorechner arbeitet in zwei Bearbeitungsarten:

— Grundzyklus
— Unterbrechungszyklus

So werden maximal die Möglichkeiten des Mikroprozessors ausgenutzt.

In den Grundzyklus gelangt man nach Einschalten der Spannungsversorgung (Bild 2). Das System führt einen Test durch, mit dem die Arbeitsfähigkeit der Hauptteile kontrolliert wird.

Bild 2. PAP des Grundzyklus

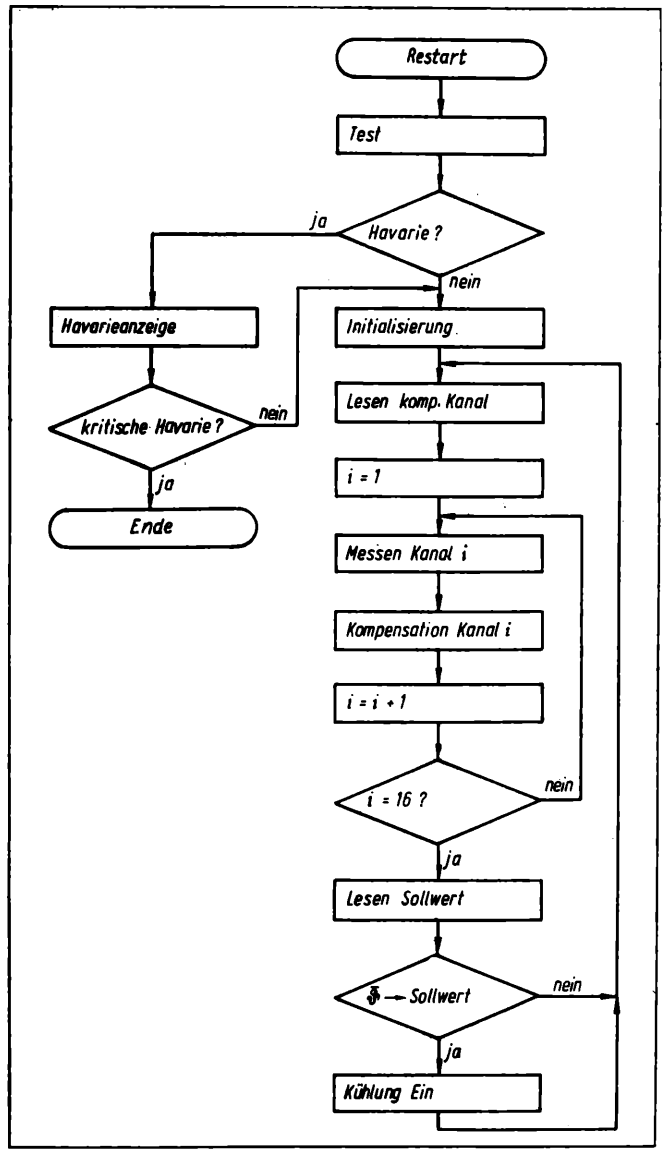
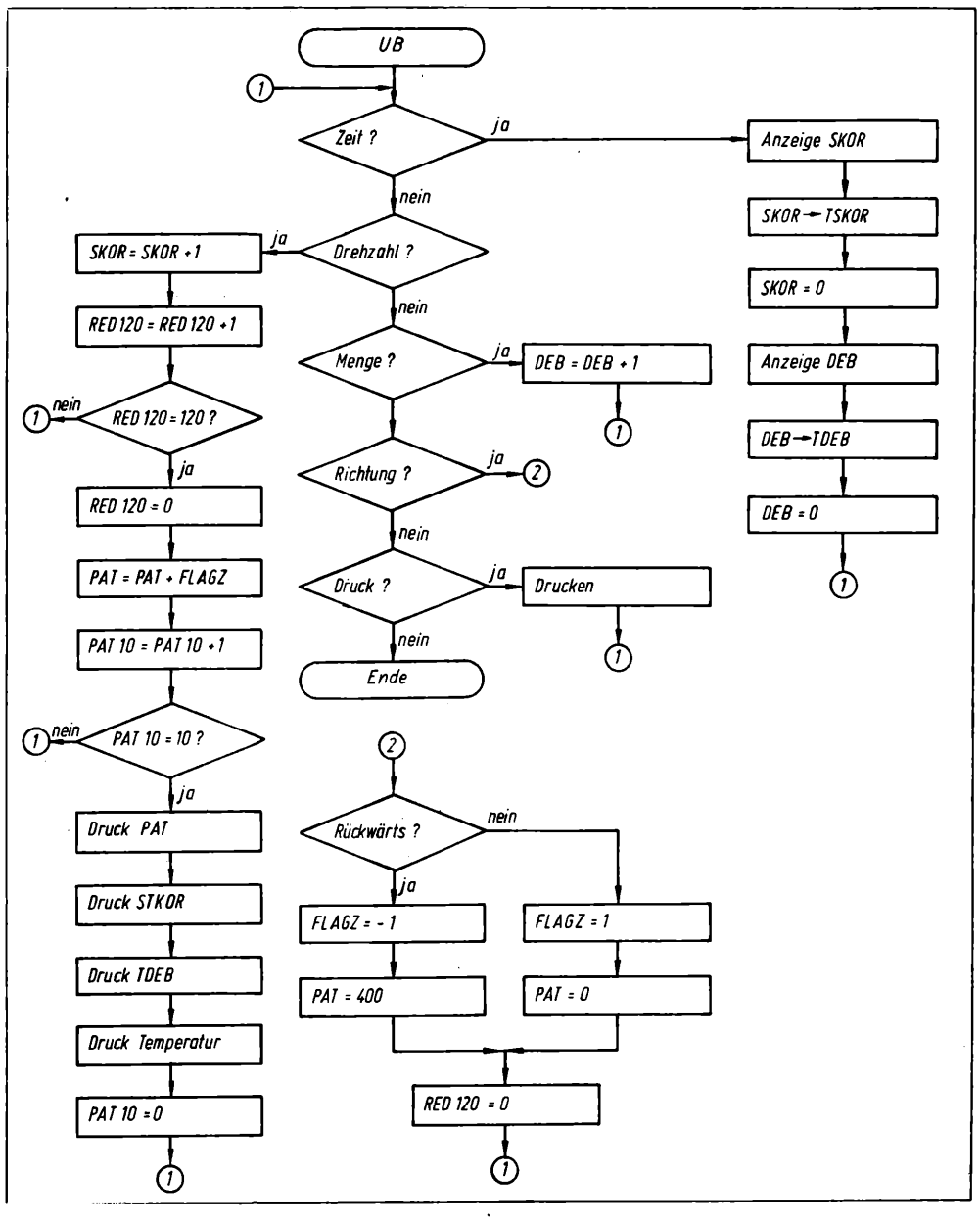


Bild 3
PAP des Unterbrechungsbearbeitungszyklus



Bei Vorhandensein einer Havarie in einem der Teile des Systems wird eine Information ausgegeben, und nach Operatorentscheidung, falls die Havarie nicht kritisch ist, kann das System die Arbeit fortsetzen. Wenn die Havarie das Funktionieren des Gesamtsystems gefährdet, wird die Arbeit eingestellt.

Bei Fehlen einer Havarie oder nach Operatorentscheid werden der Stack und die Peripheriegeräte initialisiert. Nach der Initialisierung folgt das periodische Lesen der Analogsignale (Thermospannungen).

Vor alle übrigen Kanäle wird der Kompensationskanal zum Ablesen der Kalttemperaturstellen eingeschaltet. Danach folgt die Messung aller übrigen 15 Kanäle der Thermowandler. Von den gemessenen Werten wird der Wert des Kompensationskanals subtrahiert, und der so erhaltene Wert wird mit Hilfe von Tabellen-Rechenmethoden linearisiert. Nach erfolgter Messung werden die Temperaturwerte der Kristallisatorthermopaare mit den Sollwertstellern verglichen. Wenn die Temperatur den Sollwert übersteigt, liefert der Mikrorechner ein Signal zum Öffnen des Kühlflüssigkeitventils des Kristallisatorkühlkreises. Danach werden erneut die Temperaturwandler gelesen. Während des beschriebenen Zyklus kann die Arbeit des Mikroprozessors von einem der folgenden Signale unterbrochen werden (Bild 3):

- Zeit-PW
- Drehzahl-PW
- Mengen-PW
- Kontakt-PW der Schlittenbewegungsrichtung
- Bedienungsanforderung vom Drucker.

Der Zeit-PW unterbricht die Mikrorechnerarbeit alle 0,5 s im Grundzyklus. Nach Eingang dieser Unterbrechung wandelt der Mikrorechner die Schlittengeschwindigkeitswerte der Zelle SKOR in Dezimalzahlen um und zeigt sie an. Der Inhalt der Zelle SKOR wird in die Zelle zur Zwischenspeicherung des Geschwindigkeitswertes TSKOR übernommen, von der der Inhalt aller 10 cm-Schlittenwege zum Druck kommt. Die Zelle SKOR wird auf Null gebracht, und in ihr kann der neue Geschwindigkeitswert gesammelt werden. Die gleiche Operation wird mit dem Mengenwert in der Zelle DEB durchgeführt, wobei ihr Inhalt entsprechend in die Zelle TDEB übernommen wird. Nach Bearbeitung dieser Unterbrechung untersucht der Mikrorechner, ob nicht andere Unterbrechungen während dieser Zeit angekommen sind; falls solche vorliegen, werden sie behandelt. Wenn keine Unterbrechungen vorhanden sind, kehrt der Rechner in den Grundarbeitszyklus zurück.

Bei Ankunft einer Unterbrechung vom Drehzahl-PW wird der Inhalt der Geschwindigkeit in der Zelle SKOR um 1 erhöht. Danach wird der Wert des 120-Teilers in der Zelle RED 120 um 1 erhöht. Wenn der Inhalt dieser Zelle 120 nicht überschreitet, werden die anderen Unterbrechungen bearbeitet. Im anderen Fall wird die Zelle RED 120 auf Null gebracht, und zum Wegwert in der Zelle PAT wird in Abhängigkeit der Bewegungsrichtung eine 1 addiert oder subtrahiert. In der Zelle PAT 10, Zelleninhalt bis 10 entsprechend 10 cm zurückgelegten Schlittenweges, wird auch eine 1 addiert. Bei Erreichung der 10 werden die Werte der Zellen PAT, TSKOR und TDEB dual-dezimal umgewandelt und ihr Inhalt gedruckt. Es werden auch die Temperaturen in Dezimalwerte umgewandelt und gelangen auch zum Druck. Nach diesen Operationen bedient der Mikrorechner andere Unterbrechungen, falls solche vorliegen.
Bei Unterbrechung vom Kontakt-Richtungs-PW in die Zelle FLAGZ wird eine -1 bei rückwärtiger und eine 1 bei Vorwärtsschlittenbewegung eingesetzt. In die Zelle PAT wird der Wert 400 eingeschrieben, womit die Fehler des PW korrigiert werden. Die Zelle RED 120 wird auf Null gebracht.

Die Unterbrechung vom Drucker wird nach „Bereitschaft" behandelt, wobei aus dem Druckerpuffer das nächste Drucksymbol ausgegeben wird.

Zusammenfassung

Im Beitrag wird ein Anwendungsfall des Mikroprozessorsystems MC 6800 zur Meßdatensammlung und -verarbeitung bei energetischen Anlagen beschrieben. Es werden Werte, wie Drehzahl Bewegungsrichtung und -geschwindigkeit, Kühlflüssigkeitsmengen und -temperaturen sowie Kristallisator- und Schmelztemperaturen, erfaßt und bearbeitet. Das System kann ohne weiteres auch für andere Eingangsgrößen verwendet werden, da das Hauptanliegen die Softwarebearbeitung war. Die Programme werden in MC 6800-Assembler-Sprache durch Lochkarten und Cross-Assembler mit Lochbandausgang in die elektrisch-programmierbaren Festwertspeicher (EPROM) eingegeben.

msr 7458

Dr. rer. nat. *U. Guth* und Doz. Dr. sc. nat. *H.-H. Möbius*, Greifswald

Entwicklungstrends bei der Analyse von Rauchgasen[1)]

IA 3.2.4.2.

0. Einleitung

Bei der Kontrolle und Regelung von Verbrennungsprozessen zeigt sich zunehmend die Tendenz, Festkörpersensoren zu verwenden, deren Wirkungsweise auf elektrochemischen oder -physikalischen Eigenschaften beruht. Festkörpersensoren können sich durch einfache robuste Bauweise und lange Lebensdauer auszeichnen. Bei ausreichender Temperaturbeständigkeit lassen sie sich unmittelbar in den Abgaskanal einbauen (Sondenprinzip). Dadurch entfällt die aufwendige Probeentnahme und -aufbereitung herkömmlicher Verfahren, und der Wartungsaufwand bleibt gering. Die In-situ-Messung liefert mit geringer Totzeit Informationen über die bei der Temperatur tatsächlich vorhandene Konzentration in Form unmittelbar elektronisch verarbeitbarer elektrischer Signale. Aufgaben wie die Verbesserung der Brennstoffökonomie, die Erhöhung von Systemleistungen sowie die Verringerung der Schadstoffemission erfordern es, sich verstärkt um die Entwicklung und Anwendung von Festkörpersensoren zu bemühen.

1. Sauerstoffmessung mit galvanischen Festelektrolytzellen

Zur Kontrolle von Verbrennungsprozessen wird heute vorrangig die Sauerstoffmessung empfohlen, wobei sich international zunehmend Verfahren mit Hilfe galvanischer Festelektrolytzellen durchsetzen [1] bis [10]. Diese Tendenz drückt sich in dem immer breiter werdenden Angebot entsprechender Sauerstoffmeßgeräte aus. Über die Sauerstoffkonzentration läßt sich der Bereich optimaler Verbrennung durch ein der Art des Brennstoffs und des Dampferzeugers angepaßtes Brennstoff-Luft-Verhältnis einstellen, wobei Änderungen der Last und der Brennstoffqualität berücksichtigt werden.

Am längsten bekannt ist das potentiometrische Verfahren, bei dem man die Sauerstoffvolumenkonzentration φ_{O_2} ($= v_{O_2}/v$) durch Messung der Gleichgewichtszellspannung U_{eq} ($= -EMK$) von galvanischen Sauerstoffkonzentrationszellen mit festen oxidionenleitenden Elektrolyten bestimmt [8]. Als Festelektrolyte finden keramische Körper aus CaO- oder Y_2O_3-stabilisiertem ZrO_2 Verwendung, die eine mit der Temperatur exponentiell ansteigende reine Oxidionenleitfähigkeit haben. Werden gegenüberliegende Seiten von Festelektrolytrohren oder -platten mit porösen Schichten elektronischer Leiter versehen (Bild 1a) und stellen sich mit den darüber befindlichen Gasphasen Gleichgewichte ein, so erhält man Sauerstoffkonzentrationszellen der Art

$$\text{Pt/Meßgas } (p'_{O2}),\ Zr_{0.85}Ca_{0,15}O_{1,85},\ \text{Bezugsgas } (p''_{O_2})/\text{Pt}\ .$$

Sie liefern beim isothermen stromlosen Betrieb im Bereich von etwa 600 bis 1600 °C Gleichgewichtszellspannungen entsprechend der Nernstschen Gleichung mit den Sauerstoffpartialdrücken p_{O_2} in den Elektrodenräumen:

$$U_{eq} = \frac{RT}{4F} \ln \frac{p'_{O_2}}{p''_{O_2}} = \frac{RT}{4F} \ln \frac{\varphi'_{O_2} p'}{\varphi''_{O_2} p''}\ . \qquad (1)$$

Mit einem Bezugsgas konstanter Sauerstoffvolumenkonzentration, z. B. mit Luft ($\varphi''_{O_2} = 0{,}2093$), ergibt sich bei gleichem Gesamtdruck an den Elektroden ($p' = p''$)

$$\lg 100\, \varphi_{O_2}/\text{Vol.-\%} = \frac{U_{eq}/\text{mV}}{0{,}0496\ T/\text{K}} + 1{,}321\ . \qquad (2)$$

Das potentiometrische Verfahren ist unabhängig von geometrischen Größen und vom elektrischen Widerstand der Zelle. Die Empfindlichkeit vergrößert sich logarithmisch. Eine Kalibrierung ist nicht erforderlich.
Der konstruktiven Gestaltung von Meßeinrichtungen mit Festelektrolytzellen kommt große Bedeutung zu, weil hiervon u. a. Lebensdauer und Ansprechempfindlichkeit der Geräte abhängen. Die Aufgabe besteht darin, den mit Platinelektroden versehenen keramischen Körper mit zwei Potentialableitungen so anzuord-

[1)] Überarbeitete Fassung eines Vortrages zum IV. Symposium Kraftwerksautomatisierung am 1. und 2. April 1981 in Cottbus.
Mitteilung aus der Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald.

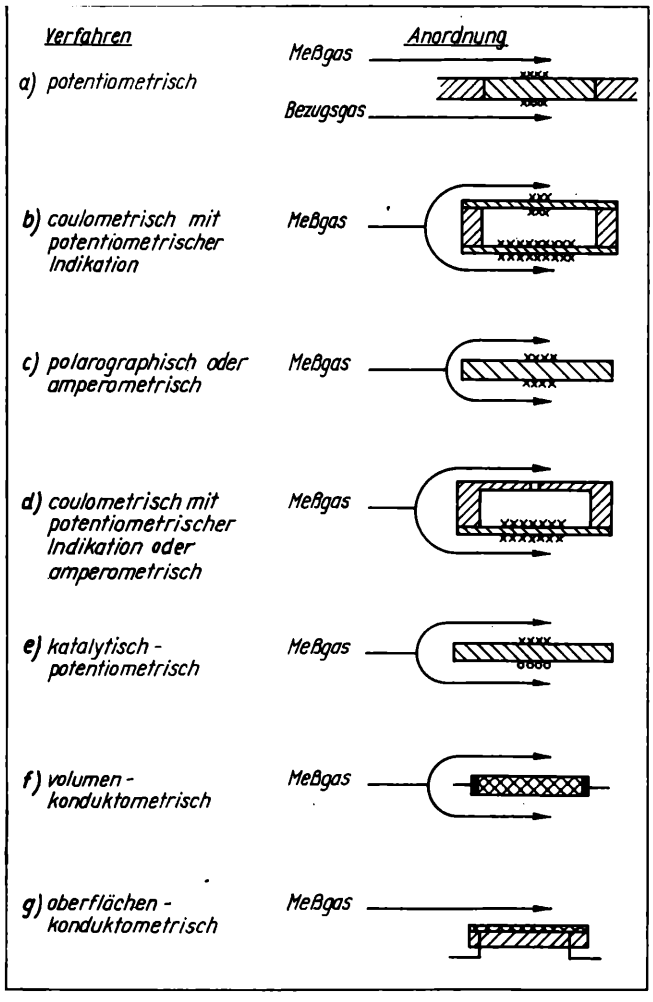


Bild 1. Schematische Darstellung von Festkörperanordnungen für elektrochemische und elektrophysikalische Verfahren zur Analyse von Rauchgasen

▨ oxidische Festelektrolyte; ▨ Hilfskörper; ▩ Halbleiter; ××× und ○○○ Elektrodenschichten

nen, daß zwei getrennte Gasräume entstehen und eine Vermischung zwischen dem Bezugsgas Luft und dem Meßgas nicht stattfindet. In der Lösung dieses Problems sowie in der geometrischen Gestaltung des Festelektrolytkörpers unterscheiden sich die auf dem internationalen Markt angebotenen Geräte.

Je nach Temperatur des Einsatzortes derartiger Zellen gibt es zwei verschiedene Betriebsweisen:

- Die Beheizung auf Temperaturen um 800 °C erfolgt mit einem geregelten elektrischen Ofen. Zur Auswertung des Meßsignals lassen sich mit Hilfe von Gl. (2) geeignete Skalen berechnen.
- Liegt die Rauchgastemperatur ständig höher als 800 °C, so ist eine Beheizung nicht nötig, zugleich aber auch keine konstante Temperatur gegeben. Durch spezielle elektronische Schaltungen [11] ist es möglich, den Quotienten aus Zellspannung und Kelvintemperatur zu bilden und damit ein von der Temperatur unabhängiges Signal zu erhalten.

In den Angeboten der jetzt etwa 10 Firmen, die Rauchgasmeßgeräte mit Festelektrolytzellen herstellen, finden sich solche mit Sonden der einen oder anderen Betriebsweise. Als Beispiel der entstandenen Vielfalt sind in der Tafel einige Angaben zu Festelektrolytmeßgeräten der Fa. Westinghouse zusammengestellt [12].

In Firmenschriften und anderen Publikationen werden gegenwärtig folgende Entwicklungen sichtbar:

- Mit Sonden sind Einsatztemperaturen bis nahezu 1600 °C beherrschbar, wobei für den Bereich oberhalb 750 °C überwiegend keramische Werkstoffe zum Bau verwendet werden [12] bis [16]. Die hohe Temperaturbeständigkeit keramischer Meßsonden erlaubt ein Herangehen an die Flamme, wodurch sich die Totzeiten in der Regelstrecke verringern.
- Den Beeinträchtigungen des dynamischen Verhaltens und der Lebensdauer (0,5 ... 3 Jahre) der Sonden durch Rauchgasverunreinigungen und Temperaturbelastungen wird durch Einsatz verbesserter Materialien und konstruktiver Maßnahmen entgegengewirkt.
- Die Verarbeitung der Sondensignale erfolgt zunehmend mikroelektronisch bis zu Signalen zur Regelung der Verbrennungsanlagen. In manchen Geräten sind Fehlerdiagnostiksysteme enthalten.
- Galvanische Festelektrolytzellen werden nicht nur zur potentiometrischen, sondern auch zu coulometrischen, amperometrischen und katalytischen Verfahren herangezogen. Katalytische Verfahren gestatten den Nachweis reduzierender Bestandteile neben Sauerstoff (s. Abschn. 3.).

Bild 2 zeigt das Schema des vom VEB Junkalor Dessau produzierten Gerätes „ursalyt RG", eingebaut in eine Feuerungsanlage und verknüpft mit Regeleinrichtungen [17]. Die Umgebungstemperatur darf maximal 760 °C betragen.

Von der Fa. Servomex wurde 1981 ein Sauerstoffanalysator herausgebracht, der ähnlich wie eine Sonde in die Wand von Feuerungsanlagen (Gastemperaturen bis 500 °C) eingebaut wird, bei dem jedoch das Rauchgas in einer Schleife durch ein Außenteil geführt und unmittelbar dort unter Gewährleistung von Explosionsschutz analysiert wird (Bild 3, [18]).

Vor allem für Forschungsarbeiten an Feuerungsanlagen sind dagegen Sonden von Interesse, mit denen man Festelektrolytzellen aus dem Rauchgas bis in die Flamme hineinbringen kann. Sie gestatten es, den Ausbrand zu verfolgen und innerhalb der Flamme u. a. das Verhältnis von unverbrannten zu verbrannten Gasen potentiometrisch zu bestimmen [19] bis [21].

Etwas näher sei nachfolgend auf Meßverfahren für Sauerstoff eingegangen, die mit oxidischen Festelektrolyten, aber ohne Bezugselektrode coulometrisch oder amperometrisch und dementsprechend mit linearer Konzentrationsfunktion arbeiten.

Es wurde eine Meßkammer beschrieben [22], die aus zwei gegenüberliegenden Festelektrolytzellen besteht und die in die zu untersuchende Gasphase gebracht wird (Bild 1b). Durch Anlegen einer Gleichspannung von etwa 100 mV arbeitet die eine Zelle als Elektrolysezelle und entfernt den in der Meßkammer befindlichen Sauerstoff. Anschließend wird durch Umpolen der Spannung aus der Umgebung solange Sauerstoff in die Kammer elektrochemisch zurückgepumpt, bis die Meßzelle die Spannung Null anzeigt. Die bis zur Spannungsanzeige Null integrierte Strommenge ist der Sauerstoffkonzentration proportional.

Tafel. Sauerstoff-Festelektrolytmeßgeräte der Fa. Westinghouse

Modell	Umgebungstemperatur in °C	Meßbereiche
132 Sonde zum Direkteinbau in kleine Dampferzeuger, Länge 33 cm	≦ 540	0,05 ... 5% 0,1 ... 10% 0,25 ... 25%
209 Laborgerät, tragbar mit Alarmkontakt max./min. und Druckeranschluß	−45 ... 120	0,8 ... 150 ppm 80 ... 15000 ppm 0,8 ... 100%
215 Industriegerät, außerhalb des Rauchgaskanals mit SiC-Gasentnahmerohr	≦ 1648	0,1 ... 10% 0,25 ... 25%
218 Sonde für Direkteinbau in Rauchgaskanal, Längen 46, 91, 183, 275 cm	≦ 760	0,1 ... 10% 0,25 ... 25%
310 unbeheizte Sonde für Direkteinbau mit zwei Arbeitsweisen, amperometrisch oder potentiometrisch	815 ... 1540	0 ... 10%

Schon früher sind Strom-Spannungsmessungen (Polarographie) mit Festelektrolytzellen zur Bestimmung von Sauerstoffpartialdrücken vorgeschlagen worden [23] und [24]. Strommessung bei einer konstanten Gleichspannung, bei der die Katode im Diffusionsgrenzstrombereich arbeitet, ergibt das daraus abgeleitete amperometrische Bestimmungsverfahren (Bild 1c). Seine Anwendung ist bei einfachen Zellen auf Gase mit kleinen Sauerstoffkonzentrationen beschränkt.

Breiter anwendbar sind Anordnungen, bei denen über der als Katode arbeitenden Elektrode ein Gehäuse mit einer engen Durchlaßöffnung angebracht ist (Bild 1d). Man kann damit verschiedene Meßverfahren durchführen. Besteht zunächst Konzentrationsgleichheit an den beiden Elektroden und wird dann ein so großer Elektrolysestrom durch die Zelle geschickt, daß schneller Sauerstoff durch den Elektrolyten abtransportiert wird als durch die Öffnung eindiffundiert, so wächst die Spannung an der Zelle nach einiger Zeit sprunghaft an; die nach diesem Signal integrierte Strommenge ist der Sauerstoffkonzentration proportional (coulometrisches Verfahren mit potentiometrischer Indikation [25]). Statt periodisch den Konzentrationsausgleich abzuwarten und dann den Vorgang zu wiederholen, kann man auch eine konstante Gleichspannung einstellen, bei der gerade sämtlicher, durch die Öffnung, dem Konzentrationsgradienten entsprechend, zur Katode diffundierender Sauerstoff durch Elektrolyse verschwindet; dann hat man ein kontinuierliches amperometrisches Verfahren vor sich ([26]; Westinghouse-Modell 310).

Nachteilig sind bei den coulometrischen Verfahren die diskontinuierliche Signalabgabe und bei hohen Partialdrücken relativ lange Pumpzeiten, bei coulometrischen und amperometrischen Verfahren der technologische Aufwand zur Herstellung stabiler Meßkammern, die Abhängigkeit von geometrischen Parametern (Kammervolumen, Lochdurchmesser) und die Notwendigkeit der Kalibrierung. Die Meßfehler sind relativ groß (Modell 310: $\pm$ 0,5% Sauerstoffkonzentration [12]).

2. Nutzung anderer Festkörperanordnungen für die Sauerstoffmessung

Für die Regelung des Luft-Brennstoff-Gemisches in Verbrennungsmotoren wurden Sensoren entwickelt, deren elektrische Volumenleitfähigkeit sich bei erhöhter Temperatur in Abhängigkeit vom Sauerstoffpartialdruck ändert (Bild 1f; z. B. [27]). Derartige Sensoren lassen sich ohne Bezugsgas betreiben; bei ihrer konstruktiven Gestaltung treten keine Abdichtungsprobleme auf. Nachteilig ist aber die große Temperaturabhängigkeit der Widerstandsänderung und die Notwendigkeit wiederholter Kalibrierungen. Für den Einsatz in Dampferzeugern kommen solche Sensoren nicht in Betracht, weil die Leitfähigkeitsänderungen nur im unmittelbaren Bereich des Äquivalenzpunktes ($\lambda = 1$) groß ist. Dagegen sind Messungen von Sauerstoffüberschüssen im Prozentbereich nicht möglich, weil die Leitfähigkeitsänderungen hier zu klein sind.

3. Messung brennbarer Bestandteile in Rauchgasen

Kommerzielle Sensoren für brennbare Rauchgaskomponenten, die man an Sonden in den Rauchgaskanal einführen kann, sind bisher noch nicht verbreitet.

Zur Bestimmung von Brenngas neben freiem Sauerstoff mit Hilfe katalytischer Effekte an Festelektrolytelektroden gibt es in der Literatur eine Reihe von Hinweisen und Verfahrensvorschlägen (z. B. [28] bis [30]). Bringt man auf einem Festelektrolyten gegenüber oder nebeneinander z. B. eine Gold- und eine Platinelektrode, so kann zwischen diesen Elektroden je nach Temperatur und Konzentration brennbarer Gase in Luft oder

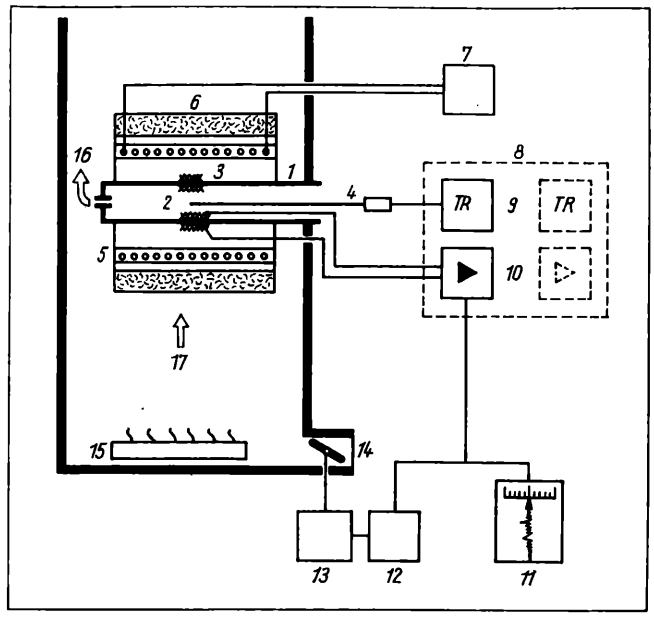


Bild 2. Schema der Rauchgassonde „ursalyt RG", eingebaut in eine Feuerungsanlage [17]

1 Festelektrolytrohr; *2* innere Elektrode (Vergleichselektrode); *3* äußere Elektrode (Meßelektrode); *4* Mantelthermoelement NiCr/Ni; *5* elektrischer Ofen; *6* Filter; *7* Netzteil; *8* Steuerteil; *9* Temperaturregler; *10* Meßverstärker; *11* Registriergerät; *12* Verfahrensregler; *13* Stellglied; *14* Lüfterklappe; *15* Feuerung; *16* ausströmende Vergleichsluft *17* Rauchgas

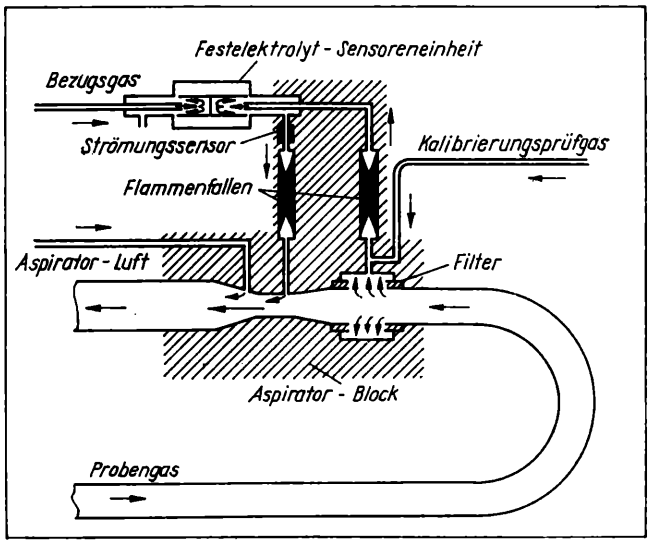


Bild 3. Schema des Sauerstoffanalysators der Fa. Servomex [18]

Rauchgas eine mehr oder weniger große Spannung gemessen werden (Bild 1e). Da für die Größe des Signals die schwer reproduzierbaren und konstant zu haltenden katalytischen Eigenschaften von Gold und Platin wesentlich sind, ist es noch ungewiß, ob sich der Effekt für langzeitig zuverlässige quantitative Bestimmungen nutzen läßt.

Auf ganz anderer Grundlage arbeiten Halbleitergassensoren (Taguchi-Sensoren, [31]), die heute für den Nachweis von Spuren brennbarer Gase in Luft unter Normalbedingungen verwendet werden. Sie enthalten Schichten halbleitender Stoffe (in der Regel Metalloxide), deren Leitfähigkeit sich in Abhängigkeit von der Brenngaskonzentration ändert (Bild 1g). Brenngasmoleküle werden an der Oberfläche der Festkörperschicht adsorbiert und verändern die Ladungsträgerkonzentration im Festkörper, z. B.

durch das Gleichgewicht

$$CO_{ads.} + O_0 \rightleftharpoons CO_{2,ads.} + V_O^{\cdot\cdot} + 2e' .$$

Hierbei bedeutet O_0 ein Oxidion, $V_O^{\cdot\cdot}$ eine Oxidionenlücke und e' ein quasifreies Elektron im Festkörper. Da an *n*-leitenden Metalloxiden, z. B. SnO_2 oder ZnO, alle reduzierenden Gase Leitfähigkeitserhöhungen bewirken, sind diese Sensoren nicht selektiv und sprechen mehr oder weniger auf H_2, H_2S, CH_4, C_2H_6, C_3H_8, CO, C_2H_5OH usw. an [32]; häufig werden sie auch von Wasser beeinflußt [33]. Von Wasserdampf weitgehend unabhängig ist die Leitfähigkeit von Ferriten, mit denen man bei 500 °C reduzierende Stoffe in Luft nachweisen kann [33].

4. Messung von CO_2, SO_2 und NO_2 in Rauchgasen

Auch für die Bestimmung von CO_2, SO_2 und NO_2 sind potentiometrische Verfahren mit bestimmten Festelektrolytzellen empfohlen worden [34] bis [36]. Als Beispiel sei die SO_2-Bestimmung betrachtet, die u. a. bei folgendem Zellaufbau vorgenommen werden kann:

$$Pt(I)/SO_2(p_{SO_2}), O_2(p_{O_2}), K_2SO_4(s, II), SO_2(p'_{SO_2}), O_2(p'_{O_2})/Pt(I').$$

Die Zellreaktion setzt sich wie folgt zusammen:

Elektrochemische Reaktion	$SO_4^{2-}(II) \rightleftharpoons SO_3 + 1/2\ O_2 + 2\ e^-(I)$
Chemische Reaktion	$SO_3 \rightleftharpoons SO_2 + 1/2\ O_2$
Elektrodenreaktion 1	$SO_4^{2-}(II) \rightleftharpoons SO_2 + O_2 + 2\ e^-(I)$
Elektrodenreaktion 2	$SO_2 + O_2 + 2\ e^-(I') \rightleftharpoons SO_4^{2-}(II)$
Elektronenübergang	$2\ e^-(I) \rightleftharpoons 2\ e^-(I')$
Zellreaktion	$SO_2(p'_{SO_2}) + O_2(p'_{O_2}) \rightleftharpoons SO_2(p_{SO_2}) + O_2(p_{O_2})$.

Für die Zellspannung gilt die entsprechende Nernstsche Gleichung

$$U_{eq} = \frac{RT}{2F} \ln \frac{p_{SO_2} p_{O_2}}{p'_{SO_2} p'_{O_2}} . \qquad (3)$$

Die Ermittlung unbekannter SO_2-Konzentrationen erfordert, daß man außer dieser Zellspannung jeweils die einer der bekannten Festelektrolyt-Sauerstoffmeßzellen mißt und die Signale kombiniert. Hierzu kommen noch Probleme der Realisierung einer stabilen Bezugselektrode. Der Einsatz in Rauchgasen ist daher relativ kompliziert.

Literatur

[1] *Cocke, M. J.; Cutler, A. J. B.; Raask, E.:* Bestimmung des Sauerstoffs in den Rauchgasen mittels einer Sonde mit festem Elektrolyt. Archiv. f. Energiewirtschaft (1972) Juni, H. 12, S. 594–601.

[2] *Neuberger, E. D.:* Reliable oxygen measurement reduces process costs. Westinghouse ENGINEER (1975) Jan., pp. 3–7.

[3] *May, D. L.:* Cutting boiler fuel costs with combustion controls. Chem. Engineering (1975) Dec. 22.

[4] *Wort, R. P.:* Die automatische Regelung des Verbrennungsprozesses in Dampfkesseln durch Messung des Überschuß-Sauerstoffs (500 MW-Kohlenstaubkessel). Brown, Boverie Mitt. 7 (1977) S. 398–403.

[5] *Jennings, R. A.; Singleton, P. S.:* Improving boiler efficiency using Kent Zirconia Probe. Steele Times (1977) Dec.

[6] *Sorger, B.:* Optimierung der Verbrennung von Gas- und Ölfeuerungen durch Aufschalten des Restsauerstoffgehaltes der Abgase auf Verbundstellglieder. gas wärme international 26 (1977) H. 6/7, S. 326–328.

[7] *Möbius, H. H.; Riebeling, H.-J.:* Rationelle Energieanwendung durch verbesserte Sauerstoffmessung in Rauchgasen. Energieanwendung 27 (1978) H. 4, S. 147–149.

[8] *Möbius, H.-H.; Hartung, R.; Guth, U.:* Ergebnisse der Entwicklung und Erprobung von Festelektrolytsensoren zur kontinuierlichen elektrochemischen Sauerstoffmessung in Rauchgasen. msr 22 (1979) H. 5, S. 269–272.

[9] *Denzer, A.:* Kosteneinsparung durch kontinuierliche Sauerstoffmessung. TIZ-Fachberichte 103 (1979) H. 10, S. 627–633.

[10] *Brinke, R.:* Sauerstoffmessung zur Überwachung von Verbundreglern an Kesselfeuerungen. Die Industriefeuerung (1979) H. 14, S. 3–6.

[11] *Agawal, Y. K.; Short, D. W.; Gruenke, R.; Rapp, R. A.:* The control of oxygen activities in argon-oxygen mixtures by coulometric titration. J. electrochem. Soc. 121 (1974) pp. 354–360.

[12] Firmendruckschriften 1977–1980. Westinghouse Electric Corp. Orville/USA.

[13] *Hoskins, J. W.; Brown, J. T.; Chirino, A. M.:* Continuous Oxygen Measurements without Sampling in Glass Tank Combustion Atmospheres. Firmendruckschrift Corning Glass Works, Corning/USA.

[14] Firmendruckschrift Kent Instruments Luton/England: Oxygen Probes General Purpose and Carburizing. Technical Manual 5-36-00, Nov. 76.

[15] *Möbius, H.-H.; Hartung, R.; Guth, U.; Jakobs, S.; Uteß, K.-D.:* Einrichtung zur Gasanalyse mit galvanischen Festelektrolyten. DD-PS 138245, angemeldet: 30. August 1978, ausgegeben: 17. Oktober 1979.

[16] *Möbius, H.-H.; Guth, U.; Zastrow, W.; Ruhle, R.; Barwisch, F.; Maß, R.:* Festelektrolyt-Gassensor. DD-WP G 01 N/228154/8, angemeldet: 20. März 1981.

[17] Firmendruckschrift „ursalyt RG". VEB Junkalor Dessau/DDR.

[18] Industrial 750 A Servomex Flue Gas Oxygen Analyser. Firmendruckschrift. Taylor Instrument Ltd. Crowborogh/England March 6, 1981.

[19] *Schwartz, W.; Rau, H.:* Methoden und Ergebnisse von Untersuchungen des Ausbrandverlaufs in Gasflammen. Energieanwendung 26 (1977) S. 245 bis 247.

[20] *Rau, H.; Schwartz, W.:* Untersuchung zur Bestimmung des Ausbrandes nach einer neuen Methode. Chem. Techn. 30 (1978) S. 254–256.

[21] *Schwartz, W.; Rau, H.; Paul, G.; Möbius, H.-H.; Hartung, R.:* Verfahren zur Ermittlung des Ausbrandverlaufs in flammenbeheizten Öfen. DD-PS 142390, angemeldet 20. März 1979, ausgegeben: 18. Juni 1980.

[22] *Haaland, D. M.:* Internal-Reference Solid-Electrolyte Oxygen Sensor. Anal. Chem. 49 (1977) pp. 1813–1817.

[23] *Ruka, R. J.; Panson, A. J.:* Method for Polarographie Measurements of Oxygen Partial Pressure. US-PS 3691023 vom 12. September 1972.

[24] *Rohr, F.-J.;* Verfahren und Vorrichtung zum Bestimmen des Gehaltes an molekularem und gebundenem Sauerstoff in Gasen. DE-OS 2631819, angemeldet: 15. Juli 1976, offengelegt: 19. Januar 1978.

[25] *Heijne, L.; Beekmans, N. M.; Poolman, P. J.; Eijnthoven, R. K.:* Gasanalysegerät. DE-OS 2431077, angemeldet: 2. Juli 1974, offengelegt: 6. Februar 1975.

[26] *Isenberg, A. O.:* Gerät zur Gasanalyse. DE-OS 2654483, angemeldet: 1. Dezember 1976, offengelegt: 7. Juli 1977.

[27] *Park, K.; Logothetis, E. M.:* Oxygen Sensing with $Co_{1-x}Mg_xO$ Ceramics. J. electrochem. Soc. 124 (1977) pp. 1443–1446.

[28] *Baukal, W.; Köhling, A.:* Elektrochemischer Fühler zur Messung des Brennstoff/Luft-Verhältnisses in Gasmischungen. DE-OS 2526340, angemeldet: 12. Juni 1975, offengelegt: 23. Dezember 1976 und DE-OS 2617031, angemeldet: 17. April 1976, offengelegt: 3. November 1977.

[29] *Sandler, Y. L.:* The Response of the Stabilized Zirconia Galvanic Cell to Methane-Oxygen Mixtures. J. electrochem. Soc. 118 (1971) pp. 1378–1381.

[30] *Hartung, R.; Schröder, R.; Möbius, H.-H.:* Brenngassensitive gasymetrische galvanische Zellen mit oxidionenleitenden Festelektrolyten. Z. physik. Chem. (Leipzig) 262 (1981) 961–966.

[31] *Taguchi, N.:* US-Patente 3625756, 3644795, 3695848, DE-Patente 2005497, 2032034, 2044851.

[32] *Schulz, M.; Bohn, E.; Heiland, G.:* Messung von Fremdgasen in der Luft mit Halbleitergassensoren. Technisches Messen (1979) H. 11, S. 405–414.

[33] *Shinagawa, K. H., u. a.:* Gassensor. DE-OS 2526453, angemeldet: 13. Juni 1975, offengelegt: 18. Dezember 1975.

[34] *Chamberland, A. M.; Gauthier, M. L.:* Anzeigevorrichtung für Anhydride sowie deren Anwendung (Detektor). DE-OS 2556483, angemeldet: 16. Dezember 1975, offengelegt: 10. März 1977.

[35] *Gauthier, M.; Chamberland, A.; Belanger, A.; Poirier, M.:* Solid-State Detectors for the Potentiometric Determination of Gaseous Oxides. J. electrochem. Soc. 124 (1977) pp. 1579–1587.

[36] *Jacob, K. T.; Rao, D. B.:* A Solid-State Probe for SO_3/SO_2-Based on Na_2SO_4-I Electrolyte. J. electrochem. Soc. 126 (1979) pp. 1842–1847.

msr 7515

Dipl.-Ing. *P. Hennecke* und Dipl.-Ing. *D. Jaunich*, Ilmenau[1])

Einsatz von Mikroprozessoren in automatischen Steuerungen elektrischer Antriebe

IA 5.5.4.5.

0. Einleitung

Eine Möglichkeit, die Effektivität und Produktivität unserer Volkswirtschaft zu erhöhen, besteht in der immer umfassenderen Automatisierung der Produktionsprozesse. Eine wichtige Gruppe von Automatisierungsmitteln bilden die elektrischen Antriebe. Mit steigenden Anforderungen an die Prozeßautomatisierung werden gleichzeitig höhere Forderungen an die Automatisierungsmittel, also auch an die elektrischen Antriebssysteme gestellt. Zu ihrer Bewertung werden vom Anwender ihre Wirtschaftlichkeit und Zuverlässigkeit herangezogen. Für den Hersteller ist eine möglichst weitgehende Einsatzflexibilität von großem Interesse. Die gezielte Einführung der Mikroprozessortechnik in die Automatisierungstechnik allgemein und in die elektrische Antriebstechnik im speziellen muß zu verbesserten Eigenschaften der Automatisierungsanlagen unter den genannten Gesichtspunkten führen. Es ist die Tendenz zu erkennen, daß die analoge Steuerungstechnik in elektrischen Antriebssystemen durch Mikroprozessorsysteme (MPS) ersetzt oder entsprechend ergänzt wird.
Mit diesem Beitrag wird eine Übersicht zum gegenwärtigen Einsatz der Mikroprozessortechnik in der elektrischen Antriebstechnik gegeben.
Nach kybernetischen Gesichtspunkten ergibt sich eine Gliederung der Anwendungsmöglichkeiten von Mikroprozessoren (MP) innerhalb elektrischer Antriebssysteme in die 3 Gruppen: Steuerung, direkte digitale Regelung (DDC) und Sollwertberechnung [2]. An dieser Grobgliederung wird weiter festgehalten, jedoch wurden Unterklassen zur besseren Übersichtlichkeit der bisher veröffentlichten Anwendungen eingeführt.

1. Steuerung elektrischer Antriebe mit MP

MPS können prinzipiell für alle Steuerungsaufgaben innerhalb elektrischer Antriebssysteme zur Anwendung kommen. Für einen wirtschaftlichen Einsatz der Mikroprozessortechnik (MPT) müssen die zu bewältigenden Steuerungsaufgaben eine große Komplexibilität aufweisen und/oder hohe Forderungen an den Platzbedarf und Leistungsverbrauch stellen und/oder die Möglichkeit einer schnellen Funktionsänderung der Steuerung verlangen. Gegenwärtig lassen sich folgende Schwerpunkte der Steuerung elektrischer Antriebe durch MP erkennen:

- binäre Antriebssteuerungen
- Schrittmotorsteuerungen
- Steuerung von Positionierantrieben.

1.1. Binäre Antriebssteuerungen

Die einfachste Form der binären Antriebssteuerungen besteht im Ein- und Ausschalten von Antrieben. Die entsprechenden Befehle werden dem Programmspeicher durch den MP entnommen und ausgeführt, wie es z. B. bei Waschmaschinen- und Aufzugssteuerungen möglich ist [4]. Für die Lösung der hier gestellten Aufgaben genügen oft 4-bit-MP.
Auch an die Verarbeitungsgeschwindigkeit werden keine hohen Anforderungen gestellt. Um das MPS auszulasten, können noch zusätzliche Steuerungs- und Überwachungsfunktionen durch das Steuergerät übernommen werden.
Typisch für binäre Antriebssteuerungen sind frei programmierbare Verknüpfungs- und Taktablaufsteuerungen, wie sie in Walzwerken [5] anzutreffen sind. Dabei übernimmt das MPS Steuerungs- und Verriegelungsaufgaben der Antriebs- und der Funktionsgruppenebene, die vom Anlagenbediener über Geräte der Rechnerperipherie vorgegeben werden. Die dafür entwickelten Programmsysteme beinhalten Standardunterprogramme für logische und arithmetische Operationen, Taktablaufsteuerungen, Verzögerungs- und Speicherbausteine.
Hier werden an die eingesetzten MP höhere Forderungen in bezug auf Verarbeitungsgeschwindigkeit und -breite gestellt.

1.2. Schrittmotorsteuerungen

Es bietet sich direkt an, Schrittmotoren durch MP anzusteuern, da sie vom Wirkprinzip her elektromechanische Digital/Analogwandler darstellen. Als digitale Eingangsinformation dient eine Spannungsimpulsfolge, die von einem MPS berechnet und einem Ansteuerschema entsprechend ausgegeben werden kann [6] bis [8]. Der mechanische Winkel bzw. die Drehzahl stellen dann die diskrete bzw. analoge Ausgangsgröße dar. Schrittmotoren werden dort eingesetzt, wo diskretisierte Positionen anzufahren sind, wie es in der Schreib- und Drucktechnik [9], z. B. bei Geräten der Rechnerperipherie, üblich ist. Die eingesetzten MP sind in Abhängigkeit der Kompliziertheit der Steuerung 8- oder 16-bit-MP.

1.3. Steuerung von Positionierantrieben

Positionierantriebe sind für Transport- und Lagerprozesse sowie für Industrieroboter und NC-Werkzeugmaschinen typisch. Innerhalb von Transport- und Lagerprozessen dient eine MP-Steuerung dazu, frei programmierbare Positionen in einem Transport- oder Lagersystem anzufahren, wobei Überwachungsroutinen die reibungslose Durchführung der Transportarbeiten im System gewährleisten müssen. Stellvertretend für solche Anwendungen stehen das vom VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin (KEAB) entwickelte Flurtransportsystem mit induktiv spurgeführten Elektrofahrzeugen [10], ein in [11] beschriebenes Ver- und Entsorgungssystem in einem Krankenhaus und ein in [12] angegebenes automatisiertes Hochregallager. Hier genügt der Einsatz von MP der 1. oder 2. Generation. Das Spektrum der eingesetzten Maschinen reicht vom fremderregten Gleichstromnebenschlußmotor bis hin zum Asynchronmotor mit Schleifringläufer, wobei die Wahl des Maschinentyps davon abhängt, ob ein Fahr-, Lenk- oder Hubwerk anzutreiben ist.
Auch bei bestimmten Kategorien von CNC-Werkzeugmaschinen und Industrierobotern werden vorgegebene Positionen durch MP angefahren. Hier sind die Steuerungsfunktionen jedoch nicht so einfach wie bei den Transportsystemen, da die Positionierungen oft in mehreren Achsen (räumliche oder/und Rotationsachsen) vorzunehmen und die Positionen über bestimmte Bahnkurven anzufahren sind. Der MP-Steuerung sind vielfach analoge Positions-, Geschwindigkeits- und/oder Stromregelungen unterlagert (s. auch Abschn. 3.). In Abhängigkeit des zu steuernden Vorganges und dessen Kompliziertheit können 16-bit- oder schnelle 8-bit-MP zur Anwendung kommen. In Zukunft wird sich der Übergang zu Mehrprozessorsystemen vollziehen, bei denen jedem MP eine Teilaufgabe zugeordnet wird [13] bis [16].

[1]) Mitteilung aus der TH Ilmenau, Sektion Elektrotechnik, WB Steuerungstechnik und Leistungselektronik.

Neben Einzelentwicklungen von MPS werden international auf dem Gebiet der CNC-Werkzeugmaschinen und der Industrieroboter serienmäßig gefertigte Steuerungssysteme angeboten, z. B. für Werkzeugmaschinen das numerische Steuerungssystem CNC 600 vom VEB Numerik „Karl-Marx" Karl-Marx-Stadt und die SINUMERIK-CNC-Steuerung der Fa. Siemens/BRD sowie für Industrieroboter die MP-Steuerung ROBOT CONTROL (Fa. Siemens/BRD).

2. Direkte digitale Regelung (DDC)

Digitale Regler bieten ohne zusätzlichen Aufwand die Vorteile Genauigkeit und Langzeitkonstanz bei der Verarbeitung von Informationen. In der Antriebstechnik sind diese überall dort von Bedeutung, wo Drehzahlwerte oder andere Steuerungsgrößen über lange Zeit konstant gehalten werden müssen.
MPS als digitale Regler sind Rechner im Echtzeitbetrieb. Sie eignen sich u. a. besonders zur Umsetzung von adaptiven Regelalgorithmen, d. h. zur Reglerparameter- und -strukturumschaltung. Sind umfangreiche Regelalgorithmen zu bearbeiten, so werden an die MP hohe Anforderungen in bezug auf Verarbeitungsgeschwindigkeit und -breite gestellt. Können so die Echtzeitbedingungen nicht erfüllt werden, ist die Einsatzmöglichkeit eines Mehrprozessorsystems zu überprüfen.
Läßt sich eine DDC auf MP-Basis realisieren, so kann der Regler einen wesentlich größeren Funktionsumfang im Vergleich zu einem konventionellen Regler bewältigen und beispielsweise Grenzwertüberwachungen, selbständiges Umschalten auf verschiedene Regel- und Stellgrößen oder eine automatische Fehlererkennung zusätzlich übernehmen. Gerade in elektrischen Antriebssystemen ist diese Funktionserweiterung von Vorteil.
Bedingt durch die unterschiedliche regelungstechnische Struktur der elektrischen Maschinentypen bietet sich eine Unterteilung der in der Literatur bekanntgewordenen MP-Anwendungen in die DDC von Gleichstrommotoren und in die DDC von Drehstrommaschinen an.

2.1. DDC von Gleichstrommaschinen

Innerhalb automatisierter Elektroantriebe ist der Gleichstromnebenschlußmotor gegenwärtig die am häufigsten eingesetzte Antriebsmaschine. Aufgrund seiner einfachen Struktur ist er verhältnismäßig unkompliziert steuer- und regelbar.
Weite Verbreitung hat die Kaskadenregelung, d. h. eine Drehzahlregelung mit unterlagerter Ankerstromregelung, unter der Voraussetzung gefunden, daß die mechanische Zeitkonstante der Maschine größer als die elektrische Zeitkonstante ist. Der Stromregelkreis muß gegenüber dem Drehzahlregelkreis wesentlich schneller sein, darf jedoch kein Überschwingen des Stromes hervorrufen (Bemessung des Reglers meist nach dem Betragskriterium). Aufgrund der dynamischen Forderungen werden die Stromregler hauptsächlich noch in analoger Technik ausgeführt.
Zur Zeit kommen MPS vor allem als Drehzahlregler zur Anwendung, denen meistens PI- oder I-Algorithmen einprogrammiert werden [17] bis [20]. Über Interruptroutinen können noch zusätzlich Grenzwertüberschreitungen behandelt werden, z. B. die Überschreitung des maximal zulässigen Ankerstromes. Die gesamte Programmabarbeitungszeit ist hier als kritische Größe zu betrachten, so daß nur schnelle MP mit einer Mindestverarbeitungsbreite von 8 bit zur Realisierung des Reglers in Betracht kommen.
Als Eingangsgröße erhält der MP-Regler einen Drehzahlsollwert über eine Bedienfeldeingabe oder einen übergeordneten Rechner. Der Drehzahlistwert wird ihm über einen Impulsgeber (z. B. inkrementaler Geber) zugeführt. Das Ausgangssignal steuert über Treiber eine Transistor- oder Thyristorstromrichterschaltung an.
Digitale Drehzahlregelungen werden auch bei Mehrmotorenantrieben angewendet, vor allem dort, wo ein genauer relativer Gleichlauf der Motoren garantiert werden muß, z. B. bei Drahtwalzstraßen oder Papiermaschinen [21]. Dabei kann das MPS zusätzlich die Drehzahlsollwertberechnung für die einzelnen Antriebe übernehmen (s. Abschn. 3.), wenn dadurch der Echtzeitbetrieb nicht gestört wird. Aus diesem Grund ist gegenwärtig der Trend zu verzeichnen, daß bei umfangreichen Drehzahlregelungen digitale Reglerbausteine analogen Bauteilen übergeordnet werden [21]. Der digitale Reglerteil gewährleistet die Genauigkeit und Langzeitkonstanz der Regelung und eine gute Kommunikationsmöglichkeit mit dem Anlagenbediener oder anderen Regelungssystemen. Der analoge Reglerteil ermöglicht die zeitliche Anpassung der Regelung an die Regelstreckendynamik.
Besteht die Möglichkeit, MP-Regler zur Ankerstromregelung von Gleichstrommaschinen einzusetzen, die über Thyristor- oder Transistorstromrichterschaltungen gespeist werden, so können ohne großen Aufwand die zwei Betriebszustände: lückender und nichtlückender Strom beachtet und entsprechend behandelt werden. Für jeden Zustand wird ein bestimmter Regelalgorithmus programmiert. Eine hard- und softwaremäßige Zustandslogik realisiert die Umschaltung der Programme. In [22] und [23] werden solche Ankerstromregelungen beschrieben. Hier können nur schnelle und komfortable MP zur Anwendung kommen, um den Echtzeitbedingungen gerecht zu werden.

2.2. DDC von Drehstrommaschinen

Drehstromantriebe haben eine erheblich größere Grenzdrehzahl und Grenzleistung als Gleichstromantriebe. Zudem sind die Drehstromantriebe nahezu wartungsfrei durch den Fortfall des Kollektors und vergleichsweise unempfindlich gegenüber Umwelteinflüssen. Die Regelung von Drehstrommaschinen ist jedoch wesentlich komplizierter als die von Gleichstrommaschinen, da sich Drehmoment und magnetischer Fluß nicht ohne weiteres voneinander getrennt verstellen lassen. Das führt zu einem wesentlich höheren Aufwand an leistungselektronischen und regelungstechnischen Einrichtungen, da die entsprechenden Stellgrößen Wechselgrößen sind, die in Frequenz und Amplitude in einem weiten Bereich und sehr schnell veränderlich sein müssen.
In letzter Zeit wurden mathematische Modelle entwickelt, die die innere Verkopplung der Zustandsgrößen der Maschine durch entsprechende Rechenschaltungen weitgehend aufheben. Auf diese Art und Weise wird die kybernetische Grundstruktur eines wechselrichtergespeisten Drehstromantriebssystems der eines stromrichtergespeisten Gleichstromantriebssystems sehr ähnlich.
So wurde für die Drehstromasynchronmaschine eine Methode zur Drehzahlregelung nach dem Prinzip der Feldorientierung [24] entwickelt. Für diese anspruchsvolle Regelung bietet sich der Einsatz eines MP-Reglers an, der jedoch wegen der hohen erforderlichen Verarbeitungsgeschwindigkeit mehrere MP enthalten muß. Das in [24] ausgeführte Beispiel ist ein 2-MP-System. Eingangsgrößen dafür bilden die Drehzahl, der Ständerstrom- und der Magnetisierungsstromvektor in Form von jeweils zwei orthogonalen Komponenten. Ein MP übernimmt die Regelung des Drehmomentes über die Querkomponente der Durchflutung, die Feld- und die Drehzahlregelung, der zweite die Berechnung der Flußverstellung und die notwendigen Koordinatentransformationen. Die Längs- und die Querkomponente des Ständerspannungsvektors als Ausgangsgrößen des Reglers werden auf eine hardwaremäßige Schaltung zur Erzeugung der Zündimpulse des Wechselrichters ausgegeben. Zudem besteht die Möglichkeit, die Zündsteuerung der einzelnen Halbleiterventile durch ein zusätzliches MPS zu realisieren [25].
Für die einfache Steuerung von Antriebssystemen mit Synchronmotoren wurde eine Methode entwickelt, bei der den

Reglern Steuerungsblöcke zur Linearisierung und Entkopplung der folgenden Regelstrecke (inverses Modell) nachgeschaltet werden. Der Regler wirkt so scheinbar direkt auf das Drehmoment bzw. auf die Antriebskraft (bei Linearantrieben) ein. Außerdem können dem Antrieb andere Eigenschaften (z. B. Reihenschlußcharakteristik) künstlich aufgeprägt und Nebenbedingungen (z. B. Wirkungsgrad, Netzrückwirkungen) berücksichtigt werden. In [26] und [27] wird ein Antriebssystem mit linearem Synchronmotor mit Permanenterregung beschrieben, das eine Lageregelung mit unterlagerter Geschwindigkeitsregelung auf MP-Basis beinhaltet. Die Speisung des Motors erfolgt über stromgeregelte Transistorwechselrichter. Das den Reglern nachgeschaltete inverse Modell führt zu einer scheinbar linearen Proportionalität zwischen der Antriebskraft und dem Ankerstrombetrag (Stromsollwerte). Das Programm für den MP-Regler besteht aus den zwei Teilen „Regelung der Beschleunigungsstrecke" und „Inverses Modell des Antriebes". Bei dem angeführten Beispiel wurde zur Durchführung der rechenzeitaufwendigen Multiplikation auf eine externe Multiplizeinheit zurückgegriffen.

3. MP als Sollwertrechner

Der Einsatz der Digitaltechnik, vor allem der MPT, ist dort vorteilhaft, wo innerhalb geregelter Antriebssysteme Sollwerte nach aufwendigen Algorithmen vorgegeben werden müssen. Die digitale Berechnung garantiert eine hohe Genauigkeit der Werte, die ohne Aufwand beliebig oft reproduziert werden können. Zudem erleichtert die MPT die Kommunikation mit einem übergeordneten Prozeßrechner und die Realisierung günstiger Bedienfeldfunktionen, z. B. die Berechnung abgeleiteter physikalischer Größen.

Die digitale Sollwertberechnung ist vor allem dort von Bedeutung, wo Bewegungsvorgänge innerhalb bestimmter Bahnkurven vollzogen werden oder aufeinander abgestimmt sein müssen, wie es bei Gleichlaufregelungen oder Rendezvoussteuerungen der Fall ist. Nach [2] gibt es zwei unterschiedliche Betriebsfälle des Sollwertrechners, die unterschiedliche Anforderungen an den zu verwendenden MP-Typ und an die Konzipierung des gesamten MPS stellen:

- Der Sollwert ist in großen zeitlichen Intervallen oder vor Beginn des Bewegungsablaufes vorzugeben. Hier ist die Rechengeschwindigkeit des MPS unproblematisch. In diesem Fall bietet sich der Einsatz eines digitalen Sollwertrechners aus Genauigkeits-, Kosten- und Zuverlässigkeitsgründen an.
- Der Sollwert ist zeitzyklisch während des Bewegungsablaufes zu ermitteln. Die hier auftretenden Probleme sind mit denen der DDC zu vergleichen, da hier ein quasikontinuierlicher Vorgang vorliegt. Es werden hohe Anforderungen an die Rechengeschwindigkeit des MPS gestellt, so daß unbedingt auf schnelle MP mit einer Verarbeitungsbreite von mindestens 8 bit zurückgegriffen werden muß. Hier tendiert die Entwicklung zu Mehrprozessorsystemen und zu „hybriden" Sollwertrechnern.

3.1. Rendezvoussteuerungen

Bei Rendezvoussteuerungen sind zwei oder mehrere Bewegungsabläufe derart zu koordinieren, daß die bewegten Einrichtungen zu einem Zeitpunkt an einer genau festgelegten Stelle zusammentreffen. Das ist bei Trenn- oder Schweißeinrichtungen der Fall, die so an ein laufendes Werkstück heranzuführen sind, daß sich während des Trenn- bzw. Fügevorganges mit dem Werkstück ein absoluter Gleichlauf ergibt (z. B. bei „fliegenden" Scheren, Schnittpressen und durchlaufenden Sägen [28] und [29]). Die MP-Steuerung muß hier aus der erfaßten Werkstückgeschwindigkeit und/oder -länge den Drehzahl- und Beschleunigungssollwert für den Antrieb der entsprechenden Werkzeugeinrichtung ermitteln.

3.2. Digitale Sollwertberechnung für Positionierantriebe

Im Gegensatz zu den im Abschn. 1.3. beschriebenen Steuerungen, wo Steuerwerte nach einem bestimmten Ablaufschema ausgegeben werden, sind bei den hier zu betrachtenden Positionierantrieben Sollwerte für Drehzahl- und/oder Geschwindigkeitsregler aufgrund gemessener Istwerte und nach vorgegebenen Berechnungsalgorithmen zu ermitteln. Als Übergang von der Positioniersteuerung zur digitalen Sollwertberechnung sind Interpolationen für komplizierte Bahnkurven bei CNC-Werkzeugmaschinensteuerungen zu betrachten. Innerhalb von Positionierantrieben finden digitale Sollwertrechner als Fahrkurvenrechner, z. B. in Schachtförderanlagen und Personenaufzügen [30] oder zur zeit- und/oder energieoptimalen Steuerung des Positioniervorganges [2] und [31] Anwendung.

Der in [30] beschriebene Sollwertrechner ermittelt die Fahrkurve, wobei Grenzwertüberwachungen für Beschleunigung, Verzögerung und Geschwindigkeit mit einbezogen werden. Für die Fahrkurvenermittlung sind zwei Verfahren möglich:

- Abspeicherung einer festen Anzahl von Kurven in entsprechenden Speichern;
- Berechnung der Kurven anhand vorgegebener Eingangsdaten einschließlich der Parameter des Ziels. Hier besteht die Möglichkeit, daß sich die zu durchfahrenden Streckenabschnitte in Länge und Anzahl über entsprechende Zeitabschnitte erheblich ändern können.

Werden MPS zur Realisierung zeit- und energieoptimaler Positionierungen bzw. Lageregelungen eingesetzt, so tritt die Programmbearbeitungszeit als kritische Größe auf. Bei zu großen Tastperioden bzw. Abarbeitungszeiten besteht die Gefahr, daß das Ziel verfehlt wird oder die Positioniereinrichtung um den Lagesollwert pendelt.

In [31] wird eine zeitoptimale Lageregelung mit einer stromrichtergespeisten Gleichstrommaschine beschrieben, wo der Drehzahlsollwert nach einer nichtlinearen (Quadratwurzel-) Funktion als zeitoptimaler Algorithmus berechnet wird.

3.3. Sollwertvorgaben für Mehrmotorenantriebe

Bei Mehrmotorenantrieben, z. B. in Walzwerken eingesetzt, muß in vielen Fällen ein absoluter oder relativer Gleichlauf garantiert oder die Drehzahl der einzelnen Antriebe so reguliert werden, daß das durchlaufende Werkstück minimal auf Zug bzw. Längsdruck beansprucht wird. Der Drehzahlsollwert jedes einzelnen Antriebes muß somit aus den Leit- und entsprechenden Folgesollwerten bestimmt werden. Der Leitsollwert wird vom Anlagenbediener über ein Bedienfeld oder von einem übergeordneten Prozeßrechner vorgegeben. Die digitale Folge- und Einzelsollwertberechnung geschieht durch einen programmierten Rechenalgorithmus, der den Geschwindigkeits- bzw. Drehzahlsollwert vom vorhergehenden Antrieb sowie Bedienfeldvorgaben und/oder Zusatzsollwerte, die durch den Prozeß bestimmt werden, mit berücksichtigt und die Sollwerte für den entsprechenden analogen Regler oder einem digitalen Korrekturregler (s. Abschn. 2.) und/oder für den nächsten Antrieb bereitstellt.

Der Einsatz von MPS bei der Gleichlauf- und Minimalzugregelung von Mehrmotorenantrieben in Walzwerken bietet den zusätzlichen Vorteil, daß weitere Steuerungsfunktionen im Vergleich zur konventionellen Technik realisiert werden können, z. B. für eine Walzenwechselautomatik [32] oder für eine verbesserte und vereinfachte Bedienung und Anzeige [33]. Bei Antriebssystemen kleiner Leistung können ähnliche Probleme auftreten, z. B. bei Anlagen der Tontechnik. Durch entsprechende MP-Steuerungen läßt sich ein schlupfarmer Bandzug bei Kassetten-Recordern und Tonbandgeräten und damit ein verbesserter Band/Tonkopfkontakt gewährleisten.

Zusammenfassung

In der elektrischen Antriebstechnik sind etwa seit 1977 MP-Anwendungen bekannt geworden. Hier ist der Einsatz der MPT durch folgende Kriterien gekennzeichnet:

- Durch die Anwendung von hochintegrierten Schaltkreisen können das Bauvolumen und der Energieverbrauch der Automatisierungsgeräte reduziert werden. Gleichzeitig erhöht sich ihre Zuverlässigkeit durch den erhöhten Integrationsgrad der Bauelemente.
- Die MPT ermöglicht eine aus ökonomischen Gründen vertretbare dezentral verteilte Intelligenz in großen Systemen, d. h., jedem Antrieb kann ein MPS zugeordnet werden. Das führt zu einer zusätzlichen Erhöhung der Zuverlässigkeit im System und zur Einsparung von Verkabelungskosten. Zudem erlaubt die Dezentralisierung der Steuerungs- und Regelungsfunktionen den direkten Eingriff auf den Prozeß vor Ort durch den Anlagenbediener.
- Mit der MPT kann ein wesentlich höherer Funktionsumfang im Vergleich zur konventionellen Technik realisiert werden. Darüber hinaus ergibt sich die Möglichkeit, bei der Steuerung elektrischer Antriebe prinzipiell neue Informationsverknüpfungen anzuwenden, z. B. die Durchführung von umfangreichen arithmetischen Operationen.

Abschließend läßt sich sagen, daß sich mit dem Einsatz der MPT völlig neue Möglichkeiten bei der automatischen Steuerung elektrischer Antriebe und damit bei der Prozeßautomatisierung eröffnen.

Literatur

[1] *Ankel, Th.; Pavlik, E.:* Regelungstechnik am Wendepunkt – Übersichtsaufsatz. Regelungstechnik **27** (1979) H. 1, S. 3–11.
[2] *Riefenstahl, U.:* Einsatz von Mikrorechnern zur Steuerung und Regelung elektrischer Antriebssysteme. Elektrie **32** (1978) H. 5, S. 245–248.
[3] *Jugel, A.:* Mikroprozessorsysteme. 2., bearbeitete Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1980.
[4] *Sendler, W.; Glammacher, P.:* Mikroprozessor steuert vollautomatische Waschmaschine. Elektronik **25** (1976) H. 11, S. 77–82.
[5] *Leske, H.; Steffen, B.; Zynda, K.:* Steuerungskonzepte der Grundstoffindustrie. Techn. Mitteilungen AEG-Telefunken **69** (1979) H. 1/2, S. 10–17.
[6] *Schatter, G.; Winkler, G.:* Mikrorechner zur Beschleunigungssteuerung von Schrittmotoren. Feingerätetechnik **28** (1979) H. 3, S. 103–106.
[7] *Langenke, H.:* Hochlaufsteuerung eines Schrittmotors mit einem Microcomputer. Elektronik **28** (1979) H. 9, S. 67–69.
[8] *Athani, W.:* Universal step-motor. Microprozessors and Microsystems **4** (1980) No. 7, pp. 253–258.
[9] *Jansen, D.:* Mikroprozessor steuert Kartenanzeigegerät. Elektronik **26** (1977) H. 10, S. 77–81.
[10] *Bethge, B.; Lademann, H.:* Einsatz eines induktiv spurgeführten Transportsystems. Der VEM Elektro-Anlagenbau **16** (1980) H. 1, S. 17–19.
[11] *Häußermann, R.; Arnold, E.; Seifert, H.:* Freiprogrammierbare Mikroprozessorsteuerung im Einsatz. Elektronik **27** (1978) H. 4, S. 71–76.
[12] *Stute, G.:* Programmierbare Steuerungen, Beitrag zur Struktur und zum Aufbau. ISW 15; 1. Aufl. Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1976.
[13] *Becker, H.; Müller, P.:* Stand und Trends in der Steuerungstechnik für Industrieroboter. Siemens-Energietechnik **2** (1980) H. 9, S. 376 und 377.
[14] *Hartmann, G.:* Speicherprogrammierbare Steuerungen – ein Hilfsmittel beim Einsatz von Industrierobotern. Industrieelektrik und Elektronik **25** (1980) H. 2, S. 31–34.
[15] *Kochan, D.; Dimitroff, D.:* Anwendung von Mikrorechnern in numerischen Werkzeugmaschinen–Steuerungen. die Technik **34** (1979) H. 1, S. 32–34.
[16] *Wollenberg, G.; Schwarz, W.:* Anwendung von Mikroprozessoren in numerischen Steuerungen für Werkzeugmaschinen. Elektrie **34** (1980) H. 9, S. 452–457.
[17] *Claussen, U.; Fromme, G.:* Motorregelung mit Mikrorechner. Regelungstechnische Praxis **20** (1978) H. 12, S. 355–359.
[18] *Geitner, G.-H.; Krug, H.:* Digitale Drehzahlregelung eines Gleichstromumkehrantriebes mit Hilfe des Mikrorechnersystems K 1520. Der VEM Elektro-Anlagenbau **15** (1979) H. 3, S. 102–104.
[19] Autorenkollektiv: Gleichstrom-Antriebsregelungen mit Hilfe von Mikroprozessoren. Der VEM Elektro-Anlagenbau **15** (1979) H. 3, S. 99–101.
[20] *Wolf, M.:* Microcomputer in der Prozeßdatenverarbeitung. Berichte zur praktischen Informatik 5; 1. Aufl. Wien/München; Carl Hanser-Verlag 1977.
[21] *Gruber, M.; Möller-Mehring, P.:* Digitaler Geschwindigkeitsregler auf Mikroprozessor-Basis im System MODULPAC. Siemens-Energietechnik **1** (1979) H. 4, S. 117–120.
[22] *Bühler, E.:* Eine zeitoptimale Thyristor-Stromregelung unter Einsatz eines Mikroprozessors. Regelungstechnik **26** (1978) H. 2, S. 37–43.
[23] *Ohmae, T.; Matsuda, T.; Suzuki, T.; Azusawa, N.; Kamiyama, K.; Konishi, T.:* A Microprozessor-Controlled Fast-Response Speed regulator with Dual Mode Current Loops for DCM Drives. IEEE Transactions on Industry Applications (1980) No. 3, pp. 388–394.
[24] *Gabriel, R.; Leonhard, W.; Nordby, C.:* Regelung der stromrichtergespeisten Drehstrom-Asynchronmaschine mit einem Mikrorechner. Regelungstechnik **27** (1979) H. 12, S. 379–386.
[25] *Leonhard, W.:* Anwendung von Mikroprozessoren in der Energietechnik, Steuergerät für einen Pulswechselrichter. VDE-Fachberichte (1978) Bd. 30, S. 98–109.
[26] *Claussen, U.:* Inverses Modell zur Linearisierung und Entkopplung in Antriebsregelkreisen. Regelungstechnik **27** (1979) H. 11, S. 349–353.
[27] *Leonhard, W.:* Anwendung von Mikroprozessoren in der Energietechnik, adaptiver Stellantrieb. VDE-Fachberichte (1978) Bd. 30, S. 98–109.
[28] *Vogel, J.; Riefenstahl, U.; Tressmer, R.:* Steuerung von Elektroantriebssystemen mit digitaler Sollwertvorgabe durch Mikrorechner. Der VEM Elektro-Anlagenbau **15** (1979) H. 1, S. 105–108.
[29] *Ohm, J.-J.; Oppermann, K.; Raatz, E.:* Steuerung einer durchlaufenden Säge mit einem Kleinstrechner. Techn. Mitteilungen AEG Telefunken **66** (1976) H. 6, S. 266–269.
[30] *Fischer, H.:* Digitaler Fahrkurvenrechner für Positionieranlagen. Techn. Mitteilungen AEG Telefunken **66** (1976) H. 6, S. 269–272.
[31] *Fischer, J.; Monz, R.; Vrhovnik, M.:* Antriebsregelung mit dem Mikroprozessorsystem LOGISTAT CP 80. Techn. Mitteilungen AEG Telefunken **69** (1979) H. 1/2, S. 45–52.
[32] *Steffen, B.:* Freiprogrammierbares Steuergerät LOGISTAT CP 550 für Steuerungen in einem Kaltwalzwerk. Techn. Mitteilungen AEG Telefunken **66** (1976) H. 7, S. 294–298.
[33] *Seidler, M.:* Digitale Geschwindigkeitsvorgabe und -anzeige für Feinstahl- und Drahtwalzwerke mit Mikrorechnern. Der VEM Elektro-Anlagenbau **15** (1979) H. 1, S. 23 und 24.

msr 7454

Kürzlich erschienen

Halbleitertechnologie

Band 1: Mechanische und chemische Kristallbearbeitung, Schichtherstellung

Von Dr. sc. techn. Klaus Schade. Reihe Elektronische Festkörperbauelemente. 238 Seiten, 116 Bilder, 30 Tafeln, Leinen, 18,— M, Ausland 30,— M.
Bestellangaben: 552 955 7/Schade,Halbleiter 1

Hauptabschnitte: Einleitung · Charakteristika der mechanischen und chemischen Kristallbearbeitungsverfahren; Scheibenkenngrößen · Trennen des Einkristallstabes · Läppen und Polieren der Kristallscheiben · Vereinzeln · Ätzen · Reinigen der Substratoberfläche · Charakteristika der Schichtherstellung · Thermische Oxydation · Chemische Abscheidung aus der Gasphase · Bedampfen · Katodenzerstäuben.

Auslieferung durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Dipl.-Ing. *T. Teufel*, Karlsruhe[1])

Spezieller Entwurf von PID-Reglern unter Benutzung der linearen optimalen Regelungstheorie

IA 1.1.; 2.3.2.5.

0. Einleitung

Bei vielen linearen zeitinvarianten Regelungsproblemen mit einer Eingangs- und einer Ausgangsgröße wird an den Reglerentwurf die Forderung gestellt, daß im stationären Zustand keine bleibende Regelabweichung bezüglich der Eingangsgröße auftritt, auch dann nicht, wenn man Abweichungen bei den Regelstreckenparametern voraussetzt. Solche Regelungsprobleme werden als Folgeprobleme bezeichnet und können mit einem PID-Regler gelöst werden.

Bessere Regeleigenschaften gegenüber dem PID-Regler liefert bekanntlich ein Zustandsregler, weil bei diesem die Dynamik des geschlossenen Regelkreises „frei" vorgebbar ist. Parametervariationen bei Regelstrecken ohne I-Anteil führen allerdings bei Einsatz eines Zustandsreglers zu unzulässigen bleibenden Regelabweichungen im stationären Zustand. Zustandsregler können mit Hilfe der linearen optimalen Regelungstheorie entworfen werden und sind dann bezüglich eines vorgegebenen Gütekriteriums optimal.

Im folgenden wird in Anlehnung an [1] für lineare zeitinvriante Einfachsysteme ein Reglerentwurfsverfahren gezeigt, das unter Benutzung der linearen optimalen Regelungstheorie bei geeigneter Wahl des Gütekriteriums zu einem „PID_{n-1}-Regler" führt, mit den Eigenschaften:

- keine bleibende Regelabweichung im stationären Zustand,
- parameterunempfindlicher Entwurf,
- die D_{n-1}-Anteile lassen sich durch eine Zustandsrückführung realisieren.

Zunächst wird an einem Einfachsystem 1. Ordnung das Entwurfsverfahren hergeleitet und im weiteren auf Einfachsysteme höherer Ordnung angewandt. Die Realisierung des optimalen Reglers wird gezeigt.

1. Entwurfsverfahren eines optimalen PID-Reglers anhand eines Einfachsystems 1. Ordnung

1.1. Problemstellung

Betrachtet wird ein Einfachsystem 1. Ordnung, das durch einen Verstärkungsfaktor β_0 und ein Verzögerungsglied 1. Ordnung mit der Zeitkonstanten $1/\alpha_0$ dargestellt werden kann. Die Übertragungsfunktion lautet

$$G(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{\beta_0}{s + \alpha_0}, \qquad \alpha_0 > 0\,, \qquad \beta_0 > 0\,. \tag{1}$$

Es wird später berücksichtigt, daß die Parameter von $G(s)$ sich von denen des realen Systems unterscheiden, d. h. nicht exakt bestimmt sind.

Für dieses System gilt im Zeitbereich die Differentialgleichung:

$$\dot{y}(t) = -\alpha_0 y(t) + \beta_0 v(t)\,. \tag{2}$$

Untersucht wird die Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises, so daß für die Führungsgröße gilt

$$z(t) = \begin{cases} z_0 \neq 0 & \text{für } t \geqq 0\,, \\ 0 & \text{für } t < 0\,. \end{cases} \tag{3}$$

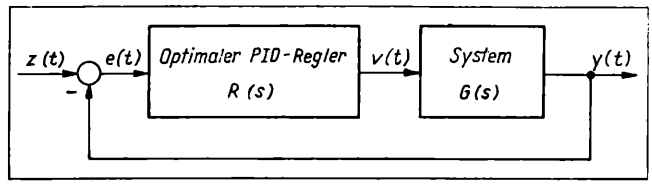


Bild 1. Geschlossener Regelkreis

Die Regelabweichung wird definiert zu

$$e(t) = z(t) - y(t)\,, \tag{4}$$

so daß an den Regler $R(s)$ (Bild 1) die Forderung gestellt wird, daß im stationären Zustand die Ausgangsgröße $y(t)$ der Führungsgröße $z(t) = z_0$ folgt und keine bleibende Regelabweichung auftritt, d. h.

$$\lim_{t\to\infty} y(t) = z_0 \quad \text{und} \quad \lim_{t\to\infty} e(t) = 0\,. \tag{5}$$

Setzt man die Fehlergleichung (4) in die Systemgleichung (2) ein, so erhält man die Fehlerdifferentialgleichung

$$\dot{e}(t) = -\alpha_0 e(t) - \beta_0 v(t) + \alpha_0 z_0\,. \tag{6}$$

Um nun mit Hilfe der linearen optimalen Regelungstheorie ein optimales Regelgesetz

$$R(s) = \frac{V(s)}{E(s)} \tag{7}$$

zu berechnen, geht man folgendermaßen vor:

1.2. Erster Ansatz

Gegeben sei das lineare zeitinvariante System

$$\dot{e}(t) = -\alpha_0 e(t) - \beta_0 v(t) + \alpha_0 z_0 \tag{8}$$

sowie ein quadratisches Gütekriterium der Form

$$I_1 = \int_0^\infty \left(q \cdot e^2(t) + v^2(t)\right) \mathrm{d}t \overset{!}{=} \min\,, \qquad q > 0\,. \tag{9}$$

$v^2(t)$ quadratische Steuerfläche; $q \cdot e^2(t)$ quadratische Regelfläche

Gesucht ist nun die optimale Steuerung $v(t)$ (Bild 2). Voraussetzung dafür, daß ein Minimum für das Gütekriterium I_1 existiert, ist die Konvergenz des Integrals in Gl. (9). Es ist daher notwendig, daß

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0 \quad \text{und} \quad \lim_{t\to\infty} v(t) = 0 \tag{10 a, b}$$

ist, da sonst I_1 divergiert.

Die Bedingung (10 a) ist erfüllt, da sie eine Forderung an den Regler R darstellt (keine bleibende Regelabweichung für $t \to \infty$). Aus Gl. (10 a) folgt sofort

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0\,. \tag{11}$$

Setzt man Gl. (10 a) und Gl. (11) in die Fehlerdifferentialgleichung (6) ein, so erhält man

$$\lim_{t\to\infty} v(t) = \frac{\alpha_0}{\beta_0} z_0 \neq 0\,. \tag{12}$$

Damit ist gezeigt, daß das Gütekriterium I_1 divergiert und somit auch keine optimale Steuerung $v(t)$ existiert.

[1]) Mitteilung aus der Universität Karlsruhe, Institut für angewandte Informatik, Transport- und Verkehrssysteme.

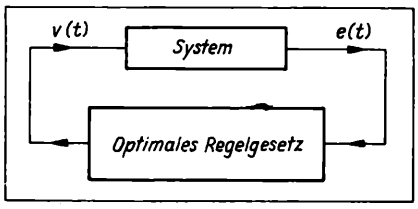


Bild 2
Optimale Steuerung durch Zustandsrückführung

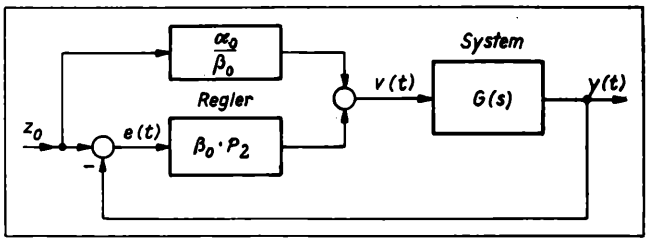


Bild 3. Reglerrealisierung nach Ansatz II

Es bleibt daher nur die Möglichkeit, das Gütekriterium zu modifizieren.

1.3. Zweiter Ansatz

Für das System

$$\dot{e}(t) = -\alpha_0 e(t) - \beta_0 v(t) + \alpha_0 z_0 \tag{13}$$

wird jetzt ein quadratisches Gütekriterium der Form

$$I_2 = \int_0^\infty \left(q e^2(t) + \left(v(t) - \frac{\alpha_0}{\beta_0} z_0 \right)^2 \right) \mathrm{d}t \stackrel{!}{=} \min , \quad q > 0 . \tag{14}$$

gewählt.
Aufgrund des Grenzwertes Gl. (12) sieht man sofort, daß I_2 existiert.
Durch die Substitution

$$u_2(t) = v(t) - \frac{\alpha_0}{\beta_0} z_0 \tag{15}$$

erhält man aus Gl. (13)

$$\dot{e}(t) = -\alpha_0 e(t) - \beta_0 u_2(t) \tag{16}$$

und aus Gl. (14)

$$I_2 = \int_0^\infty \left(q e^2(t) + u_2^2(t) \right) \mathrm{d}t \stackrel{!}{=} \min . \tag{17}$$

Die optimale Steuerung $u_2(t)$ für das lineare zeitinvariante System nach Gl. (16) hat bekanntlich die Lösung (s. [2])

$$u_2(t) = \beta_0 p_2 e(t) , \qquad p_2 > 0 , \tag{18}$$

wobei p_2 die positive Lösung der algebraischen Riccati-Gleichung

$$0 = q - 2\alpha_0 p_2 - \beta_0^2 p_2^2 \tag{19}$$

darstellt. Es gilt folglich

$$p_2 = -\frac{\alpha_0}{\beta_0^2} + \frac{1}{\beta_0^2} \sqrt{\alpha_0^2 + q\beta_0^2} . \tag{20}$$

Die optimale Eingangsgröße $v(t)$ erhält man aus den Gln. (15) und (18)

$$v(t) = \beta_0 p_2 e(t) + \frac{\alpha_0}{\beta_0} z_0 . \tag{21}$$

Eine Realisierung dieses „P-Reglers" zeigt Bild 3.
Untersucht wird nun die Parameterempfindlichkeit dieses Reglers, indem die Übertragungsfunktion der Strecke

$$G(s) = \frac{\beta}{s + \alpha} \quad \text{mit} \quad \beta \neq \beta_0 , \ \beta > 0 , \ \alpha \neq \alpha_0 , \ \alpha > 0 \tag{22}$$

gesetzt wird. Für den geschlossenen Regelkreis nach Bild 3 erhält man dann für die Regelabweichung

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = \lim_{s\to\infty} sE(s) = \frac{1 - \dfrac{\beta\alpha_0}{\alpha\beta_0}}{1 + \dfrac{\beta \cdot \beta_0 p_2}{\alpha}} z_0 \neq 0 . \tag{23}$$

Es ist zu sehen, daß die bleibende Regelabweichung nur in dem Fall zu Null wird, wenn die Systemtemperatur exakt bestimmbar und die Verstärkungsfaktoren des Reglers genau einstellbar sind, was in der Praxis ausgeschlossen ist.
Die Ursache dieser extremen Parameterempfindlichkeit dieses Reglers liegt darin, daß im Gütekriterium I_2 die Funktion

$$\left(v(t) - \frac{\alpha_0}{\beta_0} z_0 \right)^2 = \left(v(t) - v(t)|_{t\to\infty} \right)^2$$

eingeht, die eine genaue Kenntnis der Systemparameter voraussetzt.
Aufgrund der klassischen Regelungstheorie weiß man natürlich, daß ein zusätzlicher I-Anteil im Regler die Regelabweichungen für $t \to \infty$ zu Null machen kann.

1.4. Dritter Ansatz

Das Problem besteht nun darin, einen Regler mit I-Anteil unter Berücksichtigung der linearen optimalen Regelungstheorie zu entwerfen.
Die lineare optimale Regelungstheorie führt stets zu einer konstanten Zustandsrückführung ($u(t) = ke(t)$) und damit nur zu ($\mathrm{P}, \mathrm{PD}_2, \ldots, \mathrm{PD}_m$)-Reglern, je nach dem Grad des Zählerpolynoms von $G(s)$. Um nun einen zusätzlichen I-Anteil zu erzeugen — und dadurch den Grad des geschlossenen Regelkreises um eins zu erhöhen —, bleibt nur die Möglichkeit, das Gütekriterium aufgrund folgender Überlegung abzuändern:

a) Durch Gl. (12) ist der Grenzwert

$$\lim_{t\to\infty} v(t) = \frac{\alpha_0}{\beta_0} z_0 = \text{konst.} \tag{24}$$

b) Variieren die Systemparameter, so ergibt

$$\lim_{t\to\infty} v(t) = c \tag{25}$$

eine unbekannte Konstante c, woraus sofort folgt:

$$\lim_{v\to\infty} \dot{v}(t) = 0 . \tag{26}$$

Formuliert man für das System

$$\dot{e}(t) = -\alpha_0 e(t) - \beta_0 v(t) + \alpha_0 z_0 \tag{27}$$

ein quadratisches Gütekriterium der Form

$$I_3 = \int_0^\infty \left(q e^2(t) + \dot{v}^2(t) \right) \mathrm{d}t \stackrel{!}{=} \min , \qquad q > 0 , \tag{28}$$

so konvergiert das Integral, und der Regler wird einen I-Anteil enthalten.
Gesucht ist nun die optimale Eingangsgröße $v(t)$.
Aufgrund des Gütekriteriums I_3 wird die Optimierung mit Hilfe der Substitution

$$u(t) = \dot{v}(t) \tag{29}$$

durchgeführt. Das Gütekriterium lautet dann

$$I_3 = \int_0^\infty \left(q e^2(t) + u^2(t) \right) \mathrm{d}t \stackrel{!}{=} \min , \qquad q > 0 . \tag{30}$$

Bildet man nun die Ableitung der Systemgleichung (27)

$$\ddot{e}(t) = -\alpha_0 \dot{e}(t) - \beta_0 \dot{v}(t) \tag{31}$$

und setzt Gl. (29) ein, so erhält man

$$\ddot{e}(t) = -\alpha_0 \dot{e}(t) - \beta_0 u(t) . \tag{32}$$

Durch Einführen der Zustände $\boldsymbol{x}(t)$ mit

$$x_1(t) = e(t), \qquad x_2(t) = \dot{e}(t) \tag{33}$$

erhält man mit Gl. (31) die Zustandsgleichung

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{b}u(t) \tag{34}$$

mit

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\alpha_0 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \boldsymbol{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\beta_0 \end{bmatrix}.$$

Somit läßt sich I_3 nach Gl. (30) auch in der Form

$$I_3 = \int_0^\infty (\boldsymbol{x}^T(t)\,\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}(t) + u^2(t))\,\mathrm{d}t \stackrel{!}{=} \min \tag{35}$$

mit

$$\boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} q & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \geqq \boldsymbol{0}$$

darstellen.

Die optimale Steuerfunktion

$$u(t) = -\boldsymbol{b}^T\boldsymbol{P}\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{k}^T\boldsymbol{x}(t) \tag{36}$$

erhält man durch Lösung der algebraischen Matrix-Riccati-Gleichung

$$\boldsymbol{0} = \boldsymbol{Q} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A} + \boldsymbol{A}^T\boldsymbol{P} - \boldsymbol{P}\boldsymbol{b}\boldsymbol{b}^T\boldsymbol{P}, \tag{37}$$

$$\boldsymbol{0} = \begin{bmatrix} q - p_2^2\beta_0^2 & p_{11} - \alpha_0 p_2 p_{22}\beta_0^2 \\ p_{11} - \alpha_0 p_2 - p_2 p_{22}\beta_0^2 & 2p_2 - 2\alpha_0 p_{22} - p_{22}^2\beta_0^2 \end{bmatrix}$$

mit der Bedingung $\boldsymbol{P}^T = \boldsymbol{P} > \boldsymbol{0}$ und

$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_2 \\ p_2 & p_{22} \end{bmatrix}.$$

Es ergeben sich die zulässigen Lösungen:

$$p_2 = \frac{1}{\beta_0}\sqrt{q}, \tag{38}$$

$$p_{22} = \frac{1}{\beta_0^2}\left\{-\alpha_0 + \sqrt{\alpha_0^2 + 2\beta_0\sqrt{q}}\right\}, \tag{39}$$

$$p_{11} = \frac{\alpha_0}{\beta_0^3}\sqrt{\alpha_0^2 + 2\beta_0\sqrt{q}} \cdot \sqrt{q}. \tag{40}$$

Man erhält damit für $u(t) = \dot{v}(t)$:

$$u(t) = [0, \beta_0] \cdot \begin{bmatrix} p_{11} & p_2 \\ p_2 & p_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, \tag{41}$$

$$\dot{v}(t) = \beta_0 p_2 x_1(t) + \beta_0 p_{22} x_2(t) \tag{42}$$
$$= g_1 x_1(t) + g_2 x_2(t)$$

mit den Proportionalitätsfaktoren:

$$g_1 = \sqrt{q}, \qquad g_2 = \frac{1}{\beta_0}\left\{-\alpha_0 + \sqrt{\alpha_0^2 + 2\beta_0\sqrt{q}}\right\}. \tag{43}$$

Für die Zustände galt aber nach Gl. (33) $x_1(t) = e(t)$ und $x_2(t) = \dot{e}(t)$. Für $\dot{v}(t)$ gilt dann mit Gl. (43)

$$\dot{v}(t) = g_1 e(t) + g_2 \dot{e}(t). \tag{44}$$

Durch Integration erhält man:

$$v(t) = g_2 e(t) + g_1 \int_0^t e(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{45}$$

bzw. durch Laplace-Transformation

$$V(s) = g_2 E(s) + g_1 \frac{1}{s} E(s). \tag{46}$$

Hieraus ergibt die Übertragungsfunktion $R(s)$ des optimalen PI-Reglers (Bild 4):

$$R(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = g_2 + \frac{g_1}{s}. \tag{47}$$

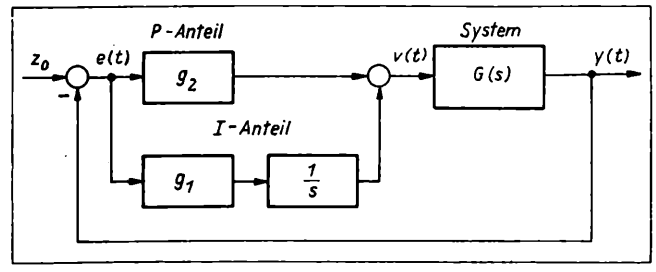


Bild 4. Reglerrealisierung nach Ansatz III

Für den geschlossenen Regelkreis erhält man die Übertragungsfunktion:

$$G_c(s) = \frac{R(s)\,G(s)}{1 + R(s)\,G(s)}. \tag{48}$$

Setzt man

$$G(s) = \frac{\beta}{s + \alpha} \quad \text{mit} \quad \beta \neq \beta_0,\ \beta > 0,\ \alpha \neq \alpha_0,\ \alpha > 0, \tag{49}$$

so erhält man mit $R(s)$ nach Gl. (47):

$$G_c(s) = \frac{\beta(s \cdot g_2 + g_1)}{s(s + \alpha) + \beta(s \cdot g_2 + g_1)}. \tag{50}$$

Für den stationären Zustand gilt nun mit der Führungsgröße $z(t)$ nach Gl. (3):

$$\lim_{s\to 0} sY(s) = \lim_{s\to 0} s \cdot G_c(s)\frac{z_0}{s} = \frac{\beta g_1}{\beta g_1} z_0 = z_0, \tag{51}$$

$$\Rightarrow \lim_{t\to\infty} y(t) = z_0, \tag{52}$$

$$\Rightarrow \lim_{t\to\infty} s(t) = 0, \tag{53}$$

was als Forderung an den Regler R vorausgesetzt wurde. Der PI-Regler ist in der Lage, auch bei nicht exakt bekannten Systemparametern Regelabweichungen für $t \to \infty$ auszuregeln.

2. Optimaler Reglerentwurf für Einfachsysteme n-ter Ordnung

Aufgrund des vorhergegangenen Entwurfsbeispiels läßt sich nun die allgemeine Struktur eines optimalen Reglers nach dem 3. Ansatz für lineare zeitinvariante Einfachsysteme n-ter Ordnung ableiten.

Gegeben sei das steuerbare und beobachtbare System

$$G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)} = \frac{Y(s)}{V(s)} =$$

$$= \frac{\beta_0 + \beta_1 s + \beta_2 s^2 + \ldots + \beta_m s^m}{\alpha_0 + \alpha_1 s + \alpha_2 s^2 + \ldots + \alpha_{n-1} s^{n-1} + s^n} \tag{54}$$

mit $n > m$, $\alpha_0 \neq 0$, $\beta_0 \neq 0$ und $Z(s)$ als Hurwitz-Polynom. Für die Regelabweichung gilt nach Gl. (3)

$$e(t) = z_0 - y(t). \tag{55}$$

Hieraus ergibt sich die allgemeine Fehlerdifferentialgleichung

$$\frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}t^n} e(t) = -\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \frac{\mathrm{d}^i}{\mathrm{d}t^i} e(t) - \sum_{j=0}^{m} \left\{\beta_j \frac{\mathrm{d}^j}{\mathrm{d}t^j} v(t)\right\} + \alpha_0 z_0 \tag{56}$$

bzw.

$$\frac{\mathrm{d}^{n+1}}{\mathrm{d}t^{n+1}} e(t) = -\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \frac{\mathrm{d}^{i+1}}{\mathrm{d}t^{i+1}} e(t) - \sum_{j=0}^{m} \beta_j \frac{\mathrm{d}^{j+1}}{\mathrm{d}t^{j+1}} v(t) . \quad (57)$$

Die Folderungen an den Regler sind:

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0 \quad \text{und} \quad \lim_{t\to\infty} v(t) = \text{konst} . \quad (58)$$

Wählt man für die Eingangsgröße $\boldsymbol{u}$:

$$\boldsymbol{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_{m+1}(t) \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} u_1(t) &= -\dot{v}(t) , \\ u_2(t) &= -\ddot{v}(t) , \\ &\vdots \\ u_{m+1}(t) &= -\frac{\mathrm{d}^{m+1}}{\mathrm{d}t^{m+1}} v(t) \end{aligned} \quad (59)$$

und für die Zustände $\boldsymbol{x}(t)$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x}^T(t) &= [x_1(t) \;\; x_2(t) \;\; \dots \;\; x_{n+1}(t)] , \\ &= \left[e(t) \;\; \dot{e}(t) \;\; \dots \;\; \frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}t^n} e(t) \right] , \end{aligned} \quad (60)$$

so erhält man die Zustandsgleichung

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t) \quad (61)$$

mit der Systemmatrix

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & & \boldsymbol{I}_n & \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} = [n+1 \times n+1] \quad (62)$$

und der Eingangsmatrix

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdots \\ \beta_0 \;\; \beta_1 \;\; \beta_2 \;\; \dots \;\; \beta_m \end{bmatrix} = [n+1 \times m+1) . \quad (63)$$

Für ein quadratisches Gütekriterium

$$I = \int_0^\infty (\boldsymbol{x}^T \cdot \boldsymbol{Q} \cdot \boldsymbol{x} + \boldsymbol{u}^T \cdot \boldsymbol{R} \cdot \boldsymbol{u}) \, \mathrm{d}t \stackrel{!}{=} \min \quad (64)$$

mit

$$\boldsymbol{Q}^T = \boldsymbol{Q} \geqq 0 , \qquad \boldsymbol{R}^T = \boldsymbol{R} > 0$$

erhält man die optimale Steuerfunktion $\boldsymbol{u}(t)$ durch

$$\boldsymbol{u}(t) = -\boldsymbol{R}^{-1} \cdot \boldsymbol{B}^T \cdot \boldsymbol{P} \cdot \boldsymbol{x}(t) , \qquad \boldsymbol{P} > 0 . \quad (65)$$

$\boldsymbol{P}$ stellt die Lösung der Matrix-Riccati-Gleichung dar

$$\begin{aligned} &0 = \boldsymbol{Q} + \boldsymbol{A}^T\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A} - \boldsymbol{P}\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^T\boldsymbol{P} , \quad \boldsymbol{P}^T = \boldsymbol{P} > 0 , \\ &\boldsymbol{P} = [p_{ij}] = [n+1 \times n+1] . \end{aligned} \quad (66)$$

Es gilt dann für die Komponenten des optimalen Steuervektors $\boldsymbol{u}$:

$$\begin{aligned} -u_i &= \beta_{i-1} \{ p_{n+1,1} x_1 + p_{n+1,2} x_2 + \dots + p_{n+1,n+1} x_{n+1} \} , \\ &= \beta_{i-1} \left\{ p_{n+1,1} e(t) + p_{n+1,2} \dot{e}(t) + \right. \\ &\quad \left. + \dots + p_{n+1,n+1} \frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}t^n} e(t) \right\} \end{aligned} \quad (67)$$

mit $\boldsymbol{R} = \boldsymbol{I}$ und $i = 1, 2, \dots, m+1$.
Nach Gl. (59) war aber

$$u_i = -\frac{\mathrm{d}^i}{\mathrm{d}t^i} v(t) , \qquad i = 1, 2, \dots, m+1 . \quad (68)$$

Aus den Gln. (67) und (68) erhält man nun durch Summation die Differentialgleichung für den Regler:

$$\sum_{j=0}^{m} \beta_j \frac{\mathrm{d}^{j+1}}{\mathrm{d}t^{j+1}} v(t) = \left\{ \sum_{j=0}^{m} \beta_j^2 \right\} \cdot \left\{ \sum_{k=1}^{n+1} p_{n+1,k} \frac{\mathrm{d}^{k-1}}{\mathrm{d}t^{k-1}} e(t) \right\} . \quad (69)$$

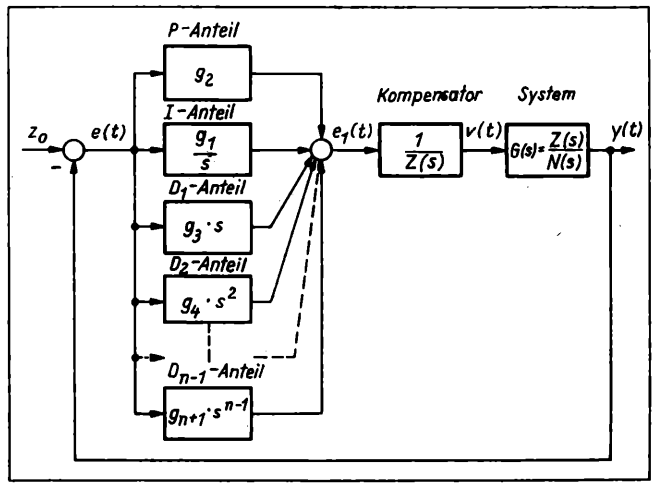


Bild 5. Optimaler Regler im geschlossenen Regelkreis

Mit

$$d = \sum_{j=0}^{m} \beta_j^2 \quad (70)$$

und Gl. (69) gilt für die Übertragungsfunktion des optimalen Reglers

$$R(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = \frac{d(p_{n+1,1} + p_{n+1,2} s + \dots + p_{n+1,n+1} s^n)}{s \cdot (\beta_0 + \beta_1 s + \beta_2 s^2 + \dots + \beta_m s^m)} . \quad (71)$$

Setzt man für die Proportionalitätsfaktoren

$$g_i = d \cdot p_{n+1,i} , \qquad i = 1, 2, \dots, n+1 \quad (72)$$

und berücksichtigt die Übertragungsfunktion Gl. (54) des Systems, so gilt

$$R(s) = \frac{g_1 + g_2 \cdot s + g_3 \cdot s^2 + \dots + g_{n+1} \cdot s^n}{s \cdot Z(s)} . \quad (73)$$

Der optimale Regler (Bild 5) besteht somit aus einem PID_{n-1}-Anteil und aus einem Kompensator m-ter Ordnung, der gerade das Zählerpolynom von $G(s)$ kompensiert. Aufgrund dieser Nullstellenkürzung erklärt sich die Voraussetzung in Gl. (54), daß $Z(s)$ ein Hurwitz-Polynom sein muß, da sonst der geschlossene Regelkreis instabil würde.
Durch Aufstellen der Übertragungsfunktion für den geschlossenen Regelkreis läßt sich leicht nachprüfen, daß auch hier für den stationären Zustand

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0 \quad \text{und} \quad \lim_{t\to\infty} v(t) = \text{konst.} \quad (74)$$

gilt.

3. Realisierung des optimalen Reglers

Der optimale Regler, entsprechend der Struktur im Bild 5, für ein zeitinvariantes Einfachsystem n-ter Ordnung benötigt die Ableitungen

$$\boldsymbol{y}^* = [\dot{y} \;\; \ddot{y} \;\; \dots \;\; y^{(n-1)}]^T \quad (75)$$

der Ausgangsgröße $y(t)$.
In der Praxis lassen sich diese Ableitungen natürlich nicht durch Differenzieren der Ausgangsgröße y erzeugen. Es wird daher erforderlich sein, einen Beobachter zu entwerfen, der geeignete Schätzwerte für $\boldsymbol{y}^*$ liefert. Hierzu wird der Regler $R(s)$ betrachtet sowie das System $G(s)$ in Zustandsraumdarstellung.

Für das System $G(s)$ nach Gl. (54) erhält man

$$\dot{\boldsymbol{x}}_s(t) = \boldsymbol{A}_s\boldsymbol{x}_s(t) + \boldsymbol{b}v(t)\,, \tag{76}$$

$$y(t) = \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{x}_s(t)\,, \qquad \boldsymbol{x}_s(0) = \boldsymbol{x}_{s0};$$

mit

$$\boldsymbol{A}_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \dots & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} = [n \times n]\,,$$

$$\boldsymbol{b}^T = [0, 0, \dots, 0, 1]\,,$$

$$\boldsymbol{c}^T = [b_0, b_1, \dots, b_m, 0, \dots, 0]\,, \qquad m < n\,.$$

Die Ableitungen $\boldsymbol{y}^*$ berechnen sich nun aus Gl. (76) wie folgt

$$\left.\begin{aligned} \dot{y} &= \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s\boldsymbol{x}_s + (\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{b}v)\,, \\ \ddot{y} &= \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^2\boldsymbol{x}_s + (\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s\boldsymbol{b}v + \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{b}\dot{v})\,, \\ &\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ y^{(n-1)} &= \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^{n-1}\boldsymbol{x}_s + (\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^{n-2}\boldsymbol{b}v + \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^{n-3}\boldsymbol{b}\dot{v} + \\ &\quad + \dots + \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{b}v^{(n-2)})\,. \end{aligned}\right\} \tag{77}$$

Aufgrund der Systembeschreibung in Regelungsnormalform und der Struktur des Vektors $\boldsymbol{c}$ in Gl. (76) gilt für die Produkte

$$\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^k\boldsymbol{b} = 0 \quad \text{für} \quad k < n - m - 1 \quad \text{mit} \quad m < n\,.$$

Damit läßt sich Gl. (77) in Matrizenschreibweise folgendermaßen darstellen

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \ddot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix}}_{\dot{\boldsymbol{y}}^*} = \underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s \\ \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^2 \\ \vdots \\ \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^{n+1} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{y}=[n-1\times n]} \boldsymbol{x}_s +$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{0} = [k \times xm] \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^k\boldsymbol{b} & & \\ \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^{k+1}\boldsymbol{b} & \ddots & \boldsymbol{0} \\ \vdots & \ddots & \\ \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^{n-2}\boldsymbol{b}, \dots, & \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^{k+1}\boldsymbol{b}, & \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{A}_s^k\boldsymbol{b} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{Z}=[n-1\times m]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} v \\ \dot{v} \\ \vdots \\ v^{(m-1)} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{v}^*}$$

mit $k = n - m - 1$ bzw.

$$\boldsymbol{y}^* = \boldsymbol{Y}\boldsymbol{x}_s + \boldsymbol{Z}\boldsymbol{v}^*\,. \tag{78}$$

Offensichtlich sind für die Berechnung der Ableitungen $\boldsymbol{y}^*$ in Gl. (78) nicht nur die Zustandsgrößen $\boldsymbol{x}_s$, sondern auch die m Ableitungen $\boldsymbol{v}^*$ der Eingangsgröße $v(t)$ erforderlich, die der Kompensator selbst liefert.

Bei nicht meßbaren Zustandsgrößen $\boldsymbol{x}_s$ können diese durch einen Zustandsbeobachter der Form

$$\left.\begin{aligned} \dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_s &= \boldsymbol{A}_s\hat{\boldsymbol{x}}_s + \boldsymbol{k}(y - \hat{y}) + \boldsymbol{b}v\,, \\ \hat{y} &= \boldsymbol{c}^T\hat{\boldsymbol{x}}_s\,, \qquad \hat{\boldsymbol{x}}_s(0) = \boldsymbol{0} \end{aligned}\right\} \tag{79}$$

rekonstruiert werden [3].

Für den I-Anteil und den Kompensator des optimalen Reglers (Bild 5) erhält man folgende Zustandsraumdarstellung:

I-Anteil:

$$\dot{h}(t) = g_1 e(t)\,, \qquad h(0) = h_0\,, \qquad e(t) = z_0 - y(t)\,. \tag{80}$$

Kompensator:

$$\left.\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{v}}^*(t) &= \boldsymbol{W}\boldsymbol{v}^*(t) + \boldsymbol{f}e_1(t)\,, \\ v(t) &= \boldsymbol{c}^{*T}\boldsymbol{v}^*(t)\,, \qquad \boldsymbol{v}^*(0) = \boldsymbol{v}_0^* \end{aligned}\right\} \tag{81}$$

mit

$$\boldsymbol{v}^*(t) = [v \;\; \dot{v} \;\; \dots \;\; v^{(m-1)}]\,,$$

$$e_1(t) = h(t) + g_2 e(t) + \boldsymbol{g}^T\boldsymbol{y}^*(t)$$

und

$$\boldsymbol{g}^T = [g_3 \;\; g_4 \;\; \cdots \;\; g_{n+1}] \quad \text{nach Gl. (72)}\,,$$

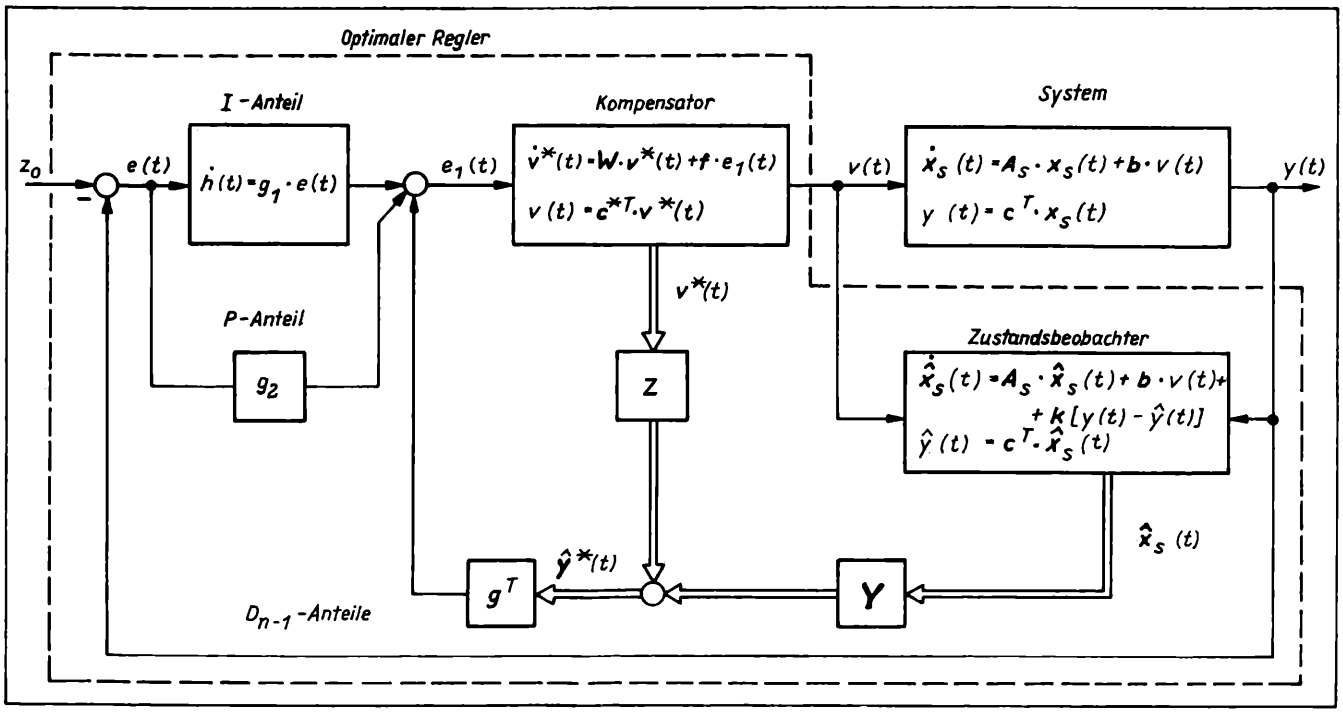
$$\boldsymbol{c}^{*T} = [1 \;\; 0 \;\; \dots \;\; 0]\,,$$

$$\boldsymbol{f}^T = [0 \;\; 0 \;\; \dots \;\; 0 \;\; 1/b_m]\,,$$

$$\boldsymbol{W} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ \dfrac{-b_0}{b_m}, & \dfrac{-b_1}{b_m}, & & & \dfrac{-b_{m-1}}{b_m} \end{bmatrix} = [m \times m]\,.$$

Entsprechend dem optimalen Reglerentwurf nach Gl. (73) stellt der Kompensator ein System m-ter Ordnung mit der Übertra-

Bild 6. Realisierung des optimalen Reglers



gungsfunktion $1/Z(s)$ dar. Die Zustände v^* des Kompensators nach Gl. (81) liefern aber gerade die in Gl. (78) gesuchten Ableitungen der Systemeingangsgröße $v(t)$ zur Bestimmung von y^*. Zusammen mit dem Zustandsbeobachter Gl. (79) erhält man somit aus

$$\hat{y}^* = y\hat{x}_s + Zv^* \tag{82}$$

geeignete Schätzwerte y^* für die Ableitungen der Ausgangsgröße $y(t)$.
Der im Bild 5 entworfene optimale Regler läßt sich dann nach Bild 6 realisieren.
Das Gesamtsystem wird beschrieben durch

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_s \\ \dot{v}^* \\ \dot{h} \\ \dot{\hat{x}}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_s & bc^{*T} & 0 & 0 \\ -g_2 f \cdot c^T & f \cdot g^T \cdot Z + W & f & f \cdot g^T Y \\ -g_1 c^T & 0 & 0 & 0 \\ k \cdot c^T & b \cdot c^{*T} & 0 & A_s - k \cdot c^T \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} x_s \\ v^* \\ h \\ \hat{x}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ g_2 f \\ g_1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot z_0 \tag{83}$$

bzw. nach Einführung des Beobachtungsfehlers

$$\tilde{x}_s := x_s - \hat{x}_s$$

gilt die Form

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_s \\ \dot{v}^* \\ \dot{h} \\ \dot{\tilde{x}}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{\begin{matrix} A_s & bc^{*T} & 0 \\ -g_2 f \cdot c^T + f \cdot g^T y & W + f \cdot g^T Z & f \\ -g_1 c^T & 0 & 0 \end{matrix}}^{A_0} & \overbrace{\begin{matrix} 0 \\ -f \cdot g^T Y \\ 0 \end{matrix}}^{A_1} \\ \underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 & 0 \end{matrix}}_{A_2} & \underbrace{A_s - k \cdot c^T}_{A_3} \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} x_s \\ v^* \\ h \\ \tilde{x}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ g_2 f \\ g_1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot z_0 \tag{84}$$

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{b}z_0 \tag{85}$$

mit

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A_0 & A_1 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix}$$

und dem charakteristischen Polynom

$$\det(sI - \bar{A}) = \det(sI - A_0) \cdot \det(sI - A_2)\,. \tag{86}$$

Wie die Gln. (84) bis (86) zeigen, setzen sich die Eigenwerte des Gesamtsystems $\bar{A}$ aufgrund der Blockdreiecksform aus den entsprechend dem optimalen Reglerentwurf gewünschten Eigenwerten von A_0 und den frei wählbaren Eigenwerten des Beobachters A_2 zusammen. Die Dynamik des Zustandsbeobachters hat also keinen Einfluß auf die Dynamik des geschlossenen Regelkreises [4].

Literatur

[1] *Athans, M.:* On the Design of PID-Controllers using the Optimal Linear Regulator Theory. Automatica 7 (1971) pp. 643–647.
[2] *Athans, M.; Falb, P. L.:* Optimal Control. New York: McGraw-Hill 1966.
[3] *Ludyk, G.:* Theorie dynamischer Systeme. Westberlin: Elitera Verlag 1977.
[4] *Luenberger, D. G:* An Introduction to Observers. IEEE Trans. AC-16 (1971) pp. 596–602.

msr 7453

Leipziger Messe

Deutsche Demokratische Republik

14. – 20. 3. 1982

Wir erwarten Sie!

Die Branche Elektrotechnik/Automatisierungstechnik bietet Ihnen einen umfangreichen Überblick über das internationale Angebot. Bestimmt wird dieses Angebot auf etwa 23000 Quadratmetern von namhaften Firmen aus 22 Ländern.
Exponate angrenzender Industriezweige ermöglichen umfassendes Informieren, Orientieren und Disponieren. Von den Außenhandelsbetrieben der gastgebenden DDR werden auf den Leipziger Messen rund zwei Drittel ihrer jährlichen Umsätze angebahnt, verhandelt oder abgeschlossen.

Ein wissenschaftlich-technisches Veranstaltungsprogramm bietet einen komplexen Überblick über diesen Industriezweig und verbindet technische Information mit der praktischen Demonstration am Messestand.

Auf Wiedersehen in Leipzig!

Messeausweise und Informationen durch die Vertretungen der Leipziger Messe und Ausgabestellen in 90 Ländern, Messeausweise in der DDR bei Reisebüros, Postämtern und Informationszentren.

Dipl.-Math. *J. Kurths*, Tremsdorf

Kombinationsalgorithmus zur Parameterschätzung im Modell gestörter Harmonischer (Teil II)[1)]

IA 1.1.6.

3. Problemstellung

Gegenstand der Betrachtungen ist analog zum Teil I des Beitrages [1] das Modell

$$X(t) = \sum_{i=1}^{K} A_i \sin(2\pi f_i t + \omega_i) + N(t)\,, \tag{8}$$

wobei hier stets $K > 1$ (mehrere Komponenten) vorausgesetzt wird.
Es wird eine Lösungsvariante des Problems, einen Signifikanznachweis für jede Komponente $i = 1, \ldots, K$ zu führen, vorgeschlagen. Das konstruierte Realitätskriterium basiert auf einer Verfeinerung des mittleren quadratischen Fehlers F_2^2.
Einleitend sei auf die im Vergleich zu $K = 1$ zusätzlich entstandenen Probleme hingewiesen. Die eindimensionale Regressionsaufgabe hat eine optimale Trennung des Signals vom Rauschen zu realisieren. Aussagen hinsichtlich Schwierigkeit des Problems und zu erwartender Güte der Schätzung werden mit den beiden Angaben
Signal: Rauschen (S/R) und
Länge der Zeitreihe: Länge der Autokovarianzfunktion (T/T_{AKF}) AKF quantifiziert. Das Modell (8) verlangt für $K > 1$ zusätzlich die Trennung der Teilsignale $A_i \sin(2\pi f_i t + \omega_i)$ untereinander: S/R ist in

$$S_i/R \tag{9}$$

und

$$S_i/S_j \tag{10}$$

zu differenzieren.
Die Auflösbarkeit zweier Komponenten hängt von der Periodenlänge ihrer Differenzschwingung ($1/|f_i - f_j|$) und der T_{AKF} ab. Sie wird mit dem Quotient

$$T_{AKF}/(1/|f_i - f_j|) \tag{11}$$

erfaßt.

4. Methode der Signalerkennung

Die Analyse von Zeitreihen mit mehreren harmonischen Komponenten stützt sich auf die in [1] entwickelte Methodik und macht nur eine Erweiterung für die mit der Amplitudenapproximation in Zusammenhang stehenden Teilaufgaben erforderlich.
Wie in [1] erläutert, empfiehlt sich der Marquardt-Algorithmus als Kernstück zur Amplitudenschätzung. Legt man eine aus der funktionsanalytischen Unabhängigkeit begründete sukzessive Bearbeitung der verschiedenen Frequenzanteile zugrunde, ist ein optimaler Regularisator (vgl. [1], Tafel 3) ableitbar:
Sei

$$X(t) = A_i \sin(2\pi f_i t + \omega_i) + U_t$$

mit

$$U(t) = N(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{K} A_j \sin(2\pi f_j t + \omega_j)$$

$$\Rightarrow \bar{C}_{XX}(t) = a_i \cos(2\pi f_i t) + C_{UU}(t)$$

$$(a_i := A_i^2/2)\,.$$

Das Anwenden des Marquardt-Algorithmus auf die aus der diskretisierten Meßreihe X_t geschätzte AKF $\bar{C}_{XX}$ ergibt:

$$\bar{a}_{i,reg} = \frac{\sum_{t=0}^{T_{AKF}} \bar{C}_{XX}(t) \cos(2\pi f_i t)}{\sum_{t=0}^{T_{AKF}} \cos^2(2\pi f_i t) + \lambda_i}\,. \tag{12}$$

$$\lambda_{i,opt} = \frac{1}{a_i} \sum_{t=0}^{T_{AKF}} \bar{C}_{UU}(t) \cos(2\pi f_i t) =: \frac{R_i}{a_i} \tag{13}$$

folgt aus der Extremalforderung

$$\sum_{t=0}^{T_{AKF}} (a_i \cos(2\pi f_i t) - \bar{a}_{i,reg} \cos(2\pi f_i t))^2 \to \text{Min}\,, \tag{14}$$

d. h., der optimale Regularisator errechnet sich aus der normierten Projektion des Störanteils $\bar{C}_{UU}$ auf die Signalachse. Die Gl. (13) erlaubt, den bezüglich Gl. (14) besten Regularisator als verallgemeinertes Rausch-Signal-Verhältnis zu interpretieren, weil sich $C_{UU}(t)$ aus der AKF des Rauschens $N(t)$ und dem Rest (hier Störterm) von C_{XX} zusammensetzt.
Aus dieser Darlegung sind folgende Aussagen ersichtlich:

1. Das Rechnen im AKF-Bereich ermöglicht eine Ausschaltung allgemeiner Störkomponenten. Die Methodik gehört zu den regularisierenden Verfahren.
2. Die Anwendung des Marquardt-Algorithmus approximiert imlipzit das $\lambda_{i,opt}$ gemäß Gl. (13), d. h., der Algorithmus realisiert ein verallgemeinertes Pre-Whitening (PW).

Tafel 6. Methoden zur Approximation mehrerer Amplituden im AKF-Bereich

	vollständig sukzessive Varianten			
	M1	M2	M3	M4
Ansatz	1. a) nacheinander Bestimmen aller Amplituden $\bar{a}_i$ nach MKQ ((3a) mit $\lambda = 0$) und Abzug der behandelten Komponenten. Test auf Realität	0. Grobschätzung nach M1 1. a) analog M1, aber mit iterativer Regularisierung	0. wie M2 1. a) wie M2, aber mit angepaßtem Faktor c_i und iterativer doppelter Regularisierung	0. wie M2 weitere Schritte wie M3, aber nicht sukzessive, sondern gleichzeitig mehrdimensionale Näherung
	b) Pre-Whitening (PW)	b) wie M1	b) wie M2	
	2. wie 1. a)	2. wie 1. a)	2. wie 1. a)	
Art der Regularisierung	– PW	– (3a) iterativ – PW	– (3a) iterativ – doppelte Regularisierung (siehe (*)) PW	– wie M3

(*) $$F_{reg}^2 = \sum_{t=0}^{T_{AKF}} (\bar{C}_{XX}(t) - \bar{a}_{i,reg}^{(k)} \cos(2\pi f_i t))^2 + c_i \lambda_i^{(k)} \frac{|\bar{a}_{i,reg}^{(k)} - a_{i,reg}^{(k-1)}|^2}{(\bar{a}_{i,reg}^{(k-1)})^2}$$

[1)] Teil I erschien im Heft 1/1982.

Tafel 7. Festlegung des als Freiheitsgrad gedeuteten Gewichtsfaktors GW für M3

1. Hauptschritt:

$F^2_{2,\,\mathrm{reg}} = F^2_2$
$GW = 0$
$i = 1, \ldots, K$
① → $GW\,1 = GW + 0{,}4$
$\bar{F}^2_{2,\,\mathrm{reg}}$ mit $GW\,1$
Frage 1: $\bar{F}^2_{2,\,\mathrm{reg}} < F^2_{2,\,\mathrm{reg}}$ —n— $K = K + 1$
↓ ja → ①
$GW = GW\,1$
$F^2_{2,\,\mathrm{reg}} = \bar{F}^2_{2,\,\mathrm{reg}}$
Untergrundbehandlung:
$GW = GW + 0{,}5$

2. Hauptschritt:

$i = 1, \ldots, K$
② → $AO = \frac{1}{2} \cdot |\bar{a}_{i,\,\mathrm{neu}} - \bar{a}_{i,\,\mathrm{alt}}| / \bar{a}_{i,\,\mathrm{alt}}$
$GW\,1 = GW + AQ$
$\bar{F}^2_{2,\,\mathrm{reg}}$ mit $GW\,1$
analog Frage 1 mit Ausgang ②

Tafel 8. Amplitudenschätzungen für 2 „benachbarte" Komponenten

($T = 400$; $T_{\mathrm{AKF}} = 160$; $1/|f_1 - f_2| = 150$; $a_1 R = 1$)

Beispiel	wahre Ampl.	Ampl. grob	M2 Ampl.	M2 $F^2_{2,\,\mathrm{reg}}$	M3 Ampl.	M3 $F^2_{2,\,\mathrm{reg}}$	M4 Ampl.	M4 $F^2_{2,\,\mathrm{reg}}$
1	2.	2.09	2.008		2,0039		2.0042	
	2.	2.11	2.006	0.0201	2.014	0.019	1.986	0.0203
2	2.	2.098	1.9678		2.0065		2.0194	
	1.	1.217	1.034	0.024	1.0319	0.023	1.0278	0.022
3	2.	2.103	2.0198		2.004		2.036	
	0.7	1.12	0.8348	0.056	0.7622	0.0492	0.813	0.0523
4	2.	2.093	2.005		2.06		1.97	
	0.5	0.915	0.836	0.063	0.5623	0.048	0.666	0.0503
5	2.	2.104	2.026		1.9527		2.032	
	0.2	0.761	0.746	0.051	0.1847	0.0153	0.241	0.0212

3. Die Relationen (12) bis (14) enthalten das PW als Spezialfall. Das begründet den Regularisierungscharakter des PW.

Die Gl. (13) sollte in praxi nicht unmittelbar genutzt werden, weil der Ersatz von a_1 durch eine Schätzung $\bar{a}_1$ häufig zu irreführenden Approximationen führt.

Tafel 6 faßt Vorschläge für Verfahren zur Amplitudenschätzung zusammen; Empfehlungen bezüglich ihrer Anwendbarkeit werden an Beispielen in Abschn. 5. diskutiert. Die mehrfach regularisierende Methode (M3) berücksichtigt implizit die Bedingung (13), indem eine konvergenzerzeugende Modifikation des Fehlerfunktionals vorgenommen wird (s. z. B. [2]).

Die Aufgabe, die Realität der Komponenten nachzuweisen, führt auf eine prinzipielle Schwierigkeit.

Die auf Gl. (12) beruhenden Schätzungen im AKF-Bereich unterbinden den Einsatz der gebräuchlichen statistischen Testverfahren, weil die Verteilungsfunktionen sowohl der geschätzten Parameter als auch der AKF unbekannt sind. Es wird deshalb ein auf [3] zurückführender Weg begangen, der für stochastische Differenzengleichungen sogenannte objektive Tests (unabhängig von Signifikanzschwellen) vorgeschlagen hat.

Ausgangspunkt ist die quadratische Fehlerabweichung F_2^2 [1].

Eine Komponente heißt real, falls sie das $F^2_{2,\,\mathrm{reg}}$ gemäß Gl. (15) verringert

$$F^2_{2,\,\mathrm{reg}} = \frac{1}{T_{\mathrm{AKF}} - GW} F_2^2 T_{\mathrm{AKF}} \,. \tag{15}$$

GW mißt die als Freiheitsgradabzug gewerteten analysierten Anteile (Signal und Störung).

Die Berechnung des GW ist Tafel 7 zu entnehmen. Gleichung (15) ist ein Kompromiß, der die Forderung nach einer möglichst guten Wiedergabe der Daten ($F_2^2 \to$ Min) mit der einer sparsamen Parametrisierung (GW klein) verbindet.

5. Erfahrungen aus Monte-Carlo-Experimenten

Zur empirischen Buerteilung der Methoden aus Tafel 6 wurden einige typsiche Prozesse generiert (BESM-6):

1. Das Problem, Harmonische mit geringer Frequenzdifferenz zu trennen (Maß (11)), ist in zwei Stufen zu untergliedern.

   a) Aus der Analyse von genau 2 Komponenten ($K = 2$) mit Amplituden gleicher Größenordnung läßt sich ableiten, daß die amplitudentreu im AKF-Bereich für

   $$T_{\mathrm{AKF}} |f_1 - f_2| \geqq 1 \tag{16}$$

   isoliert werden, d. h., die AKF muß mindestens eine ganze Periode der Schwebung beinhalten.

   b) Fügt man zwei „dichten" Harmonischen (siehe a)), die der Bedingung (16) genügen, weitere Komponenten ($K > 2$), deren Abstand untereinander und zu f_1 und f_2 groß gegenüber $|f_1 - f_2|$ ist, hinzu, bleibt die Trennbarkeitsfähigkeit erhalten. Hier zeigt sich ein Vorteil gegenüber Spektralschätzverfahren.

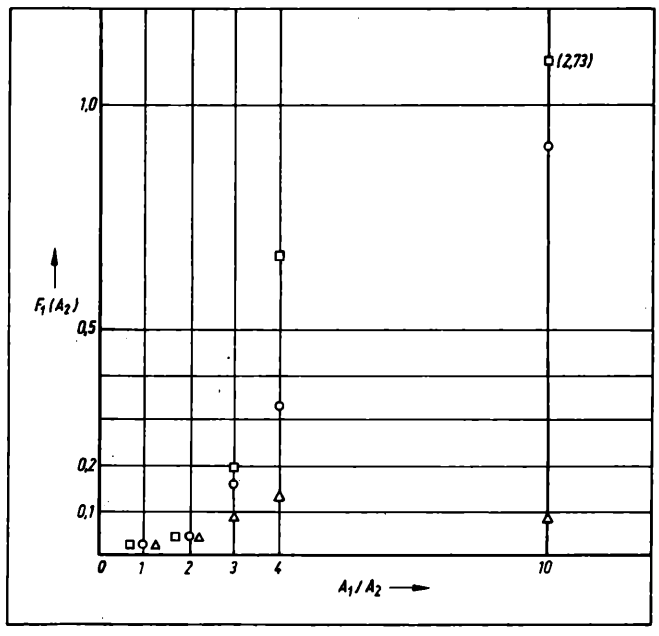
2. Die Unterscheidung verschiedener Amplituden (10) gestaltet sich auf den ersten Blick wegen $a_1 = \frac{A_1^2}{2}$ im AKF-Bereich ungünstiger als im Zeitbereich.

   Es lassen sich aber zwei Gegenargumente anführen, die in praxi schwerer wiegen:

   — Störeinflüsse können im AKF-Bereich umfassender eliminiert werden.
   — Die wirkungsvolle Signalausschöpfung der regularisierenden Verfahren gestattet die Subtraktion einer analysierten Komponente, so daß sich unter Voraussetzung (16) die Aufgabe auf die Trennung Signal-Reststöranteil reduziert.

Bild 5. Amplitudenschätzfehler für die Methoden von Tafel 6 (Beispiel von Tafel 7)

$F_1(\bar{A}_2) = \frac{|\bar{A}_1 - A_2|}{A_2}$; □ M2, △ M3, ○ M4



Tafel 8 vergleicht die Wirksamkeit der Schätzvarianten für einige Amplitudenpaare. Der Rauschpegel entspricht dem Niveau der stärksten Komponente.

Ungünstige Grobschätzungen (etwa $S_1/R < 0{,}5$) erfordern eine echte Tätigkeit der Iterationsverfahren. Die Güte der Schätzung M2 reagiert empfindlich auf die $\lambda^{(0)}$-Wahl. Der einheitlich wirkende Regularisator hemmt die Anpassungsfähigkeit der gleichzeitigen Analyse M4. Wie schon wegen Gl. (13) vermutet, umfaßt der erfolgreiche Anwendungsbereich der auf jede Komponente gesondert regularisierend eingehenden Methode M3 den von M4 (Tafel 8 und Bild 5).

Die Abhängigkeit der Konvergenz vom Regularisierungsstartwert $\lambda^{(0)}$ wird mit folgender Festlegung des Faktors c_i wesentlich eingeschränkt:

$$c_i = \begin{cases} 20 \cdot c_h & f \cdot 0{,}25 < c_h < 5 \\ 5 & f \cdot c_h \leqq 0{,}25 \\ 100 & f \cdot c_h \geqq 5 \end{cases} \qquad (17)$$

wobei $c_h = \bar{a}_{i,\,Grob}/\bar{C}_{i-1}(0)$.

($\bar{C}_{i-1}(0)$ errechnet sich aus $\bar{C}(0)$ abzüglich der untersuchten Anteile $l = 1, \ldots, i-1$ und $\bar{C}_0 = \bar{C}$)- M3 und M4 erzeugen für $10^{-2} < \lambda^{(0)} < 1$ sinnvolle Schätzungen.

M4 ist hinsichtlich Wahl der Verfahrensparameter c_i und $\lambda^{(0)}$ stabiler als M3.

3. In den untersuchten Fällen leistete das Restkriterium (15) die geforderte Echtheitsbewertung:
   - reale Anteile akzeptiert
   - aus Spektralschätzungen entnommene „scheinbare" Komponenten abgelehnt.

Die Kombination eines Marquardt-Algorithmus mit dem PW (Schritt 1b der Methoden M1—M4) verbessert insbesondere bei ungünstiger Parameterkonstellation ($A_1 : A_2 \geqq \geqq 2$) die Güte der Näherung beachtlich (Beispiele 2—5 in Tafel 8); sie kompensiert ungenaue Startschätzungen.

Zusammenfassung

Für die Parameterschätzung im Modell gestörter harmonischer Komponenten wurden zwei mehrfach regularisierende Amplitudenschätzverfahren vorgeschlagen, die den Anwendungsbereich bekannter Methoden auch im Fall mehrerer Komponenten erfolgreich erweitern. Die mehrfache Regularisierung entsteht aus der iterativen Umsetzung des theoretisch bestimmbaren optimalen Regularisators. Aus der Modifikation der Fehlerquadratsumme wurde heuristisch ein von vorzugebenden Signifikanzschwellen unabhängiges Echtzeitkriterium konstruiert.

Literatur

[11] *Kurths, J.:* Kombinationsalgorithmus zur Parameterschätzung im Modell gestörter Harmonischer, Teil I. msr 25 (1982) H. 1, S. 22—25.

[12] *Friedrichs, V.; Hofmann, B.; Tautenhahn, U.:* Möglichkeiten der Regularisierung bei der Auswertung von Meßdaten. Wiss. Schriftenreihe der TH Karl-Marx-Stadt, 10/1979.

[13] *Akaike, H,:* A new look at the statistical model identification. IEEE Trans. AC 19 (1974) pp. 716—723.

msr 7441

Prof. Dr. sc. oec. Dr. rer. nat. *L. Friedrich*, Wismar

Geschlossene Darstellungen im diskreten Fall (Teil II)[1)]

IA 4.1.5.

4. Praxisbeispiel

4.1. Aufgabenstellung und Datenmaterial

Das Verfolgen der Ausfallstatistik und das Aufschreiben der Lagerkartei über mehrere Jahre ergab im Stammbetrieb eines Kombinates des Schwermaschinenbaus die folgende Häufigkeitsverteilung der Nutzungs- bzw. Lebensdauer L eines speziellen Verschleißteils in Spitzendrehmaschinen — mit $d = 1$ Monat — (die p_i wurden „gerundet"):

Nutzungsdauer (in Monaten) $i = t$	relative Häufigkeiten p_i
0	0,1
1	0,2
2	0,3
3	0,3
4	0,1

Es ergeben sich daraus $\mu = 2{,}1$ und $\sigma^2 = 1{,}29$.

Das Reparaturwesen des Betriebes ist effektiv organisiert, so daß die Reparaturzeit nur gering und (bezogen auf die mittlere Nutzungsdauer der Verschleißteile μ) vernachlässigbar klein sind. Da man voraussetzen kann, daß praktisch kalte Reserve vorliegt, ist damit ein Erneuerungsprozeß gegeben.

Es sind die Erneuerungsfunktion $H(t)$, der stochastische Prozeß $N(t)$ und die notwendigen Verschleißteileanzahlen $n(t)$, die mindestens benötigt werden, damit mit einer vorgegebenen Zuverlässigkeit eine Spitzendrehmaschine in $[0; t]$ nicht aus Mangel an Ersatzverschleißteilen ausfällt, durch die im Teil I bereitsgestellten Formeln zu berechnen.

4.2. Berechnungsergebnisse

4.2.1. Berechnung der j-fachen Faltungen der Nutzungsdauer L

Durch Gl. (14) und Gl. (15) wurden die relativen Häufigkeiten $p_i^{(j)}$ und die Verteilungsfunktionen $F^{(j)}(t)$ und j-fachen Faltungen der Zufallsgröße L mit sich selbst berechnet. Die Resultate sind auszugsweise (für $j = 1, 2, 3, \ldots, 7$) in Tafel 12 aufgeführt.

4.2.2. Berechnung des stochastischen Prozesses $N(t)$

Durch Gl. (19a) wurden die relativen Häufigkeiten $P(N(t) = j)$ bestimmt; sie sind zusammen mit den nach Gl. (23) errechneten $H(t)$-Werten und den mit den $P(N(t) = j)$- und den $H(t)$-Werten ermittelten Varianzen bzw. Streuungen $D^2N(t)$ bzw. $DN(t)$ in Tafel 13 enthalten. Bild 3 zeigt den stochastischenProzeß $N(t)$ im Zeitraum $[0; 11]$ — also für fast ein Planjahr.

Die Varianzen $D^2N(t)$ wurden gemäß

$$D^2N(t) = \sum_{j=0}^{\infty} (j - H(t))^2 \, P(N(t) = j)$$

ermittelt, wobei sich — wie das besonders bei kleineren t-Werten aus Tafel 13 ersichtlich ist — die Summation über nur relativ wenige Summanden erstreckt. Mit höher werdenden t-Werten steigen die in die Summenbildung einzubeziehenden Summanden stark an, wobei aber in zunehmendem Maße zu kleineren j-Werten gehörige Summanden quasi wegfallen, da die zugehörigen $P(N(t) = j)$ sehr klein ausfallen.

4.2.3. Reservierungsprozeß und seine Berechnung

Die notwendige Verschleißteileanzahl $n(t)$ kann durch Gl. (16) ermittelt werden; die $n(t)$-Werte sind sowohl für die Zuverlässigkeit 95% als auch für die Zuverlässigkeit 99% ermittelt worden. Die Ergebnisse sind in Tafel 14 enthalten. Bild 4 verdeut-

[1)] Teil I erschien im Heft 1/1982.

Tafel 12. Relative Häufigkeiten und Verteilungsfunktionen der j-fachen Faltungen ($j = 1, 2, \ldots, 7$) der Nutzungsdauerverteilung (Praxisbeispiel)

t	j-fache Faltungen													
	$Y_1 = L$		$Y_2 = 2L$		$Y_3 = 3L$		$Y_4 = 4L$		$Y_5 = 5L$		$Y_6 = 6L$		$Y_7 = 7L$	
	p_1	$F(t)$	$p_1^{(2)}$	$F^{(2)}$	$p_1^{(3)}$	$F^{(3)}$	$p_1^{(4)}$	$F^{(4)}$	$p_1^{(5)}$	$F^{(5)}(t)$	$p_1^{(6)}$	$F^{(6)}(t)$	$p_1^{(7)}$	$F^{(7)}(t)$
0	0,1	0,0	0,01	0,00	0,001	0,000	0,0001	0,0000	0,00001	0,00000	0,000001	0,000000	0,0000001	0,0000000
1	0,2	0,1	0,04	0,01	0,006	0,001	0,0008	0,0001	0,00010	0,00001	0,000012	0,000001	0,0000014	0,0000001
2	0,3	0,3	0,10	0,05	0,021	0,007	0,0036	0,0009	0,00055	0,00011	0,000078	0,000013	0,0000105	0,0000015
3	0,3	0,6	0,18	0,15	0,053	0,028	0,0116	0,0045	0,00215	0,00066	0,000358	0,000091	0,0000553	0,0000120
4	0,1	0,9	0,23	0,33	0,102	0,081	0,0290	0,0161	0,00655	0,00281	0,001281	0,000449	0,0002268	0,0000673
5	0,0	1,0	0,22	0,56	0,156	0,183	0,0588	0,0451	0,01632	0,00936	0,003762	0,001730	0,0007644	0,0002941
6	0,0	1,0	0,15	0,78	0,192	0,339	0,0990	0,1039	0,03420	0,02568	0,009349	0,005492	0,0021868	0,0010585
7	0,0	1,0	0,06	0,93	0,189	0,531	0,1400	0,2029	0,06130	0,05988	0,020046	0,014841	0,0054231	0,0032453
8	0,0	1,0	0,01	0,99	0,147	0,720	0,1671	0,3429	0,09495	0,12118	0,037566	0,034887	0,0118272	0,0086084
9	0,0	1,0	0,00	1,00	0,087	0,867	0,1680	0,5100	0,12780	0,21613	0,062052	0,072453	0,0229131	0,0204956
10	0,0	1,0	0,00	1,00	0,036	0,954	0,1410	0,6780	0,14973	0,34393	0,090828	0,134505	0,0397117	0,0434087
11	0,0	1,0	0,00	1,00	0,009	0,990	0,0972	0,8190	0,15245	0,49366	0,118146	0,225333	0,0618702	0,0831204
12	0,0	1,0	0,00	1,00	0,001	0,990	0,0535	0,9162	0,13420	0,64611	0,136664	0,343479	0,0869162	0,1449906
13	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0224	0,9697	0,10120	0,78031	0,140394	0,480143	0,1102629	0,2319068
14	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0066	0,9921	0,06445	0,88151	0,127653	0,620537	0,1263699	0,3421697
15	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0012	0,9987	0,03393	0,94596	0,102148	0,748190	0,1306774	0,4685396
16	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0001	0,9999	0,01430	0,97989	0,071331	0,850338	0,1216432	0,5992170
17	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00460	0,99419	0,042954	0,921669	0,1015413	0,7208602
18	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00105	0,99879	0,021939	0,964623	0,0755937	0,8224015
19	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00015	0,99884	0,009288	0,980502	0,0498169	0,8979952
20	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00001	0,99999	0,003156	0,995850	0,0287742	0,9478121
21	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000822	0,999006	0,0143769	0,9765863
22	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000153	0,999828	0,0061068	0,9909632
23	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000018	0,999981	0,0021546	0,9970700
24	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000001	0,999999	0,0006118	0,9992246
25	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000000	1,000000	0,0001404	0,9998364
26	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000000	1,000000	0,0000210	0,9999768
27	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000000	1,000000	0,0000021	0,9999978
28	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000000	1,000000	0,0000001	0,9999999
29	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000	0,00000	1,00000	0,000000	1,000000	0,0000000	1,0000000

licht die Entwicklungen. Da die $n(t)$ nur ganzzahliger Realisationen fähig sind, sind die α-Werte bei den Berechnungen mit Gl. (18) als Schranken aufzufassen.

5. Vergleich der Berechnungsergebnisse durch geschlossene Darstellung mit denen aus asymptotischen Abschätzungen

5.1. *Asymptotische Abschätzungen*

Einige asymptotische Abschätzungen von $EN(t) = H(t)$ und $D^2N(t)$ sowie dem Konfidenzintervall für $N(t)$, wie sie etwa in [4] oder [5] für einfache Erneuerungsprozesse angegeben werden, lauten, wenn man den Variationskoeffizient

$$VL = \frac{DL}{EL} = \frac{\sigma}{\mu}$$

verwendet und dessen konkrete Realisation mit v_L bezeichnet:

$$EN(t) = H(t) \approx \frac{t}{\mu} - \frac{1}{2}(1 - v_L^2), \tag{27}$$

$$D^2N(t) \approx v_L^2 \frac{t}{\mu} \quad \text{bzw.} \quad DN(t) \approx v_L \sqrt{\frac{t}{\mu}} \tag{28}$$

$$\frac{t}{\mu} - u_{\alpha/2} v_L \sqrt{\frac{t}{\mu}} \leqq N(t) \leqq \frac{t}{\mu} + u_{\alpha/2} v_L \sqrt{\frac{t}{\mu}}. \tag{29}$$

Hier bedeutet $u_{\alpha/2}$ den entsprechenden Wert der Normalverteilung (Konfidenzniveau $1 - \alpha$). Für hinreichend große t-Werte ist $N(t)$ für fixiertes t eine normalverteilte Zufallsgröße (asymptotisch normalverteilt). Es gilt entsprechend für die $n(t)$-Werte:

$$n(t) \approx \frac{t}{\mu} + u_\alpha v_L \sqrt{\frac{t}{\mu}}. \tag{30}$$

Dabei ist hervorzuheben, daß bei der Gegenüberstellung der Berechnungsergebnisse die Übereinstimmung erst für hinreichend große t/d-Werte ausreichend wird.

5.2. *Gegenüberstellung der Berechnungsergebnisse (Praxisbeispiel)*

Die Gegenüberstellung der Berechnungsergebnisse durch asymptotische Abschätzungen und geschlossener Darstellung auf der

Bild 3. Stochastischer Prozeß $N(t)$ und Erneuerungsfunktion $H(t) = EN(t)$ des Praxisbeispiels

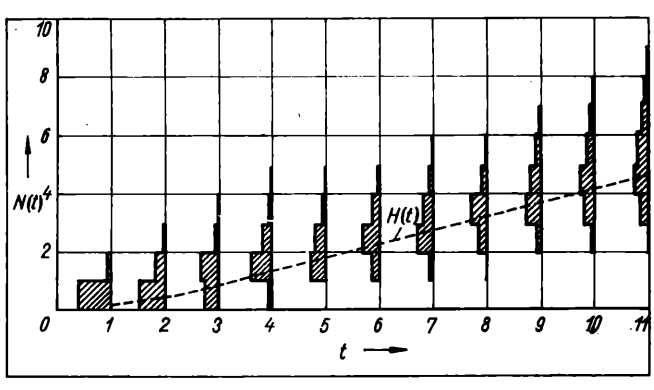
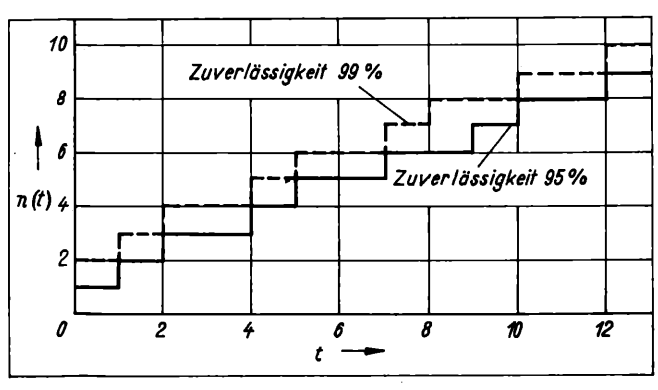


Bild 4. Entwicklung des Verschleißteilreservierungsprozesses $n(t)$ für Zuverlässigkeiten von 95 und 99% (Praxisbeispiel)



Tafel 13. Relative Häufigkeiten, $EN(t) = H(t)$, $D^2N(t)$ und $N(t)$ des stochastischen Prozesses $N(t)$ (Praxisbeispiel)

j	$P(N(t)=j)$										
	$t=1$	$t=2$	$t=3$	$t=4$	$t=5$	$t=6$	$t=7$	$t=8$	$t=9$	$t=10$	$t=11$
0	0,9000000000	0,7000000000	0,4000000000	0,1000000000	0,0000000000	0,0000000000	0,0000000000	0,0000000000	0,0000000000	0,0000000000	0,0000000000
1	0,0900000000	0,2500000000	0,4500000000	0,3700000000	0,1400000000	0,2200000000	0,0700000000	0,0100000000	0,0000000000	0,0000000000	0,0000000000
2	0,0090000000	0,0430000000	0,1220000000	0,2490000000	0,3770000000	0,4410000000	0,3990000000	0,2700000000	0,1330000 00	0,0440000000	0,0100000000
3	0,0009000000	0,0061000000	0,0235000000	0,0849000000	0,1378000000	0,2351000000	0,3281000000	0,3771000000	0,3570000000	0,2760000000	0,1700000000
4	0,0000900000	0,0007900000	0,0038400000	0,0132000000	0,0357400000	0,0782200000	0,1430200000	0,2217200000	0,2938700000	0,3340700000	0,3253400000
5	0,0000090000	0,0000970000	0,0005690000	0,0023610000	0,0076300000	0,0201880000	0,0450390000	0,0862930000	0,1436770000	0,2094250000	0,2683270000
6	0,0000009000	0,0000115000	0,0000790000	0,0003817000	0,0014359000	0,0044335000	0,0115957000	0,0262186000	0,0519574000	0,0910963000	0,1422126000
7	0,0000000900	0,0000012400	0,0000104000	0,0000572000	0,0002471000	0,0008698200	0,0025993800	0,0067892200	0,0153917400	0,0312886800	0,0570528200
8	0,0000000090	0,0000001420	0,0000013130	0,0000082060	0,0000397870	0,0001569930	0,0005264190	0,0015755210	0,0039934430	0,0091368030	0,0189032690
9	0,0000000009	0,0000000160	0,0000001642	0,0000011390	0,0000060765	0,0000265527	0,0000985958	0,0002890505	0,0008898 48	0,0023250042	0,0054073726
10	0,0000000001	0,0000000018	0,0000000201	0,0000001523	0,0000008903	0,0000042639	0,0000173520	0,0000551427 8	0,0001778437	0,0000522311	0,0013021552
$H(t)$	0,1111	0,3580	0,7833	1,3304	1,7995	2,2553	2,7456	3,2198	3,6926	4,1698	4,6466
$D^2N(t)$	0,1235	0,3643	0,6151	0,5592	0,7803	0,9844	1,0995	1,2247	1,3770	1,5100	1,6337
$DN(t)$	0,3514	0,6035	0,7843	0,7478	0,8833	0,9922	1,0486	1,1066	1,1735	1,2288	1,2782

Grundlage der Daten des Praxisbeispiels wird in Tafel 15 gegeben.

Die Gegenüberstellung zeigt u. a. folgendes:

- Die Werte der Erneuerungsfunktion $H(t)$ werden bei den exakten Berechnungen mit Gl. (23) beträchtlich geringer ausgewiesen als bei den Näherungsberechnungen mit Gl. (27).
- Die Varianzen $D^2N(t)$ werden bei den exakten Berechnungen auf der Grundlage der $P\{N(t)=j\}$ der Tafel 13 (bis auf $t=1$) größer als bei den Näherungsberechnungen mit Gl. (28) bestimmt.
- Die notwendigen Verschleißanzahlen $n(t)$ werden durch die exakten Berechnungen mit Gl. (18) höher als bei den Näherungsrechnungen mit Gl. (30) ermittelt — auch wenn man diese Werte „aufrunden" würde (z. B. 1,09 auf 2, 1,35 auf 2 usw.).
- Die $n(t)$-Werte gemäß Gl. (18) bzw. Gl. (30) liegen wesentlich über den $\left[\frac{t}{\mu}\right]$-Werten, die die „landläufigen" Vorstellungen über die Verschleißteilebereitstellung (ohne Zuverlässigkeitsüberlegungen) darstellen.

6. Schlußfolgerungen für die praktische Arbeit

Betrachtet man die Abschätzung der Erneuerungsfunktion $H(t)$ durch Gl. (27), so stellt man fest, daß $H(t) = \frac{t}{\mu} - \frac{1}{2}$ für $v_L = 0$ (die Zufallsgröße L ist entartet: L = konst.) und weiterhin $H(t) = \frac{t}{\mu}$ für $v_L = 1$ (die Zufallsgröße L ist exponentialverteilt). Diese Aussage trifft für stetige Zufallsgrößen zu. Die Exponentialverteilung ist eine Verteilung einer stetigen Zufallsgröße; sie existiert im diskreten Bereich nicht. Die Exponentialverteilung hat in der geometrischen Verteilung, deren

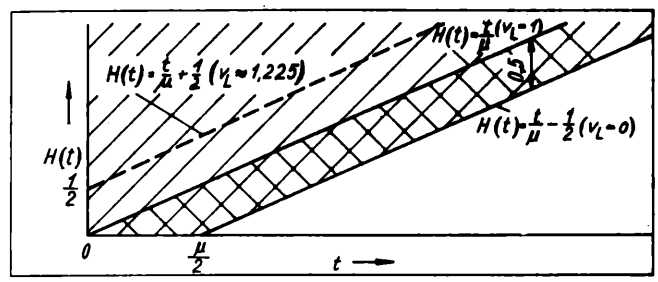


Bild 5. Entwicklung der Erneuerungsfunktion auf der Grundlage asymptotischer Abschätzung für stetige und diskrete Zufallsgrößen
\\\ „stetiger" Bereich; /// „diskreter" Bereich

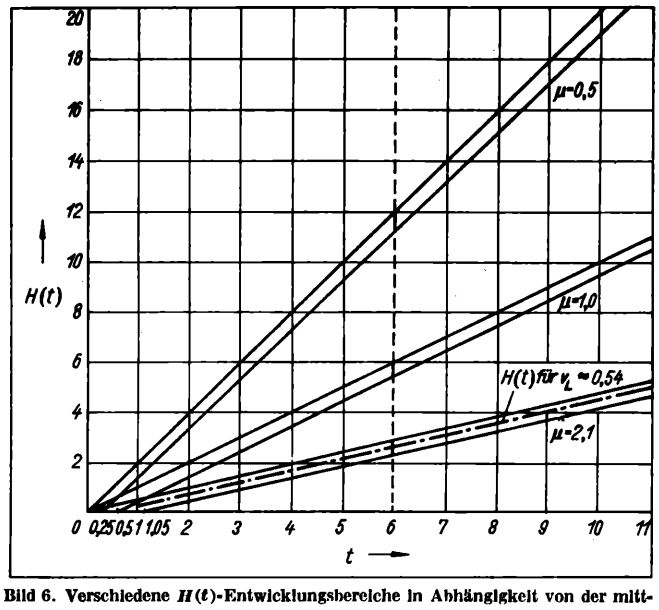


Bild 6. Verschiedene $H(t)$-Entwicklungsbereiche in Abhängigkeit von der mittleren Nutzungsdauer μ

Zuverlässigkeit	notwendige Verschleißteilreservierung $n(t)$											
	$t=1$	$t=2$	$t=3$	$t=4$	$t=5$	$t=6$	$t=7$	$t=8$	$t=9$	$t=10$	$t=11$	$t=12$
95%	2	3	3	4	5	5	6	6	7	8	8	9
99%	3	4	4	5	6	6	7	8	8	9	9	10

Tafel 14
Notwendige Verschleißteilzahlen $n(t)$ zur Reservierung in Abhängigkeit von der Zuverlässigkeit dafür, daß die Maschine nicht aus Mangel an Ersatzteilen ausfällt (Praxisbeispiel)

t	$H(t)$		$D^3N(t)^3$		$n(t)$				
	Gleichung (23)	Gleichung (27)	Basis: $P(N(t)=j)$ Tafel 13	Gleichung (28)	geschl. Darst. Gleichung (18) $R=95\%$	99%	Gleichung (30) $R=95\%$	99%	$[t/\mu]$
1	0,1111	0,1220	0,1235	0,1393	2	3	1.09	1,35	0
2	0,3580	0,5982	0,3643	0,2786	3	4	1,82	2,18	0
3	0,7833	1,0744	0,6151	0,4179	3	4	2,59	2,93	1
4	1,3304	1,5506	0,5592	0,5572	4	5	3,13	3,64	1
5	1,7995	2,0268	0,7803	0,6965	5	6	3,75	4,33	2
6	2,2553	2,5029	0,9844	0,8358	5	6	4,36	4,99	2
7	2,7426	2,9791	1,0995	0,9751	6	7	4,96	5,63	3
8	3,2198	3,4553	1,2247	1,1144	6	8	5,55	6,27	3
9	3,6926	3,9315	1,3770	1,2537	7	8	6,13	6,89	4
10	4,1698	4,4077	1,5100	1,3930	8	9	6,70	7,51	4
11	4,6466	4,8839	1,6337	1,5323	8	9	7,27	8,12	5

Tafel 15
Gegenüberstellung der Berechnungsergebnisse (Praxisbeispiel)

relative Häufigkeiten das Bildungsgesetz

$$p_k = p(1-p)^k\,; \quad 0 < p \leqq 1\,; \quad k = 0, 1, 2, \ldots, \qquad (31)$$

haben, ihr diskretes Analogon, wenn man die Ausfallsrate betrachtet. Im Falle stetiger Nutzungsdauern bzw. Lebenszeiten L sind Elemente mit exponentiell verteilter Lebenszeit die einzigen, die mit konstanter Ausfallrate λ arbeiten, während bei diskreten Lebenszeiten nur Elemente mit geometrisch verteilter Lebenszeit diese Eigenschaft haben.

Geometrisch verteilte Lebenszeiten haben allerdings nicht $v_L = 1$; das kann man z. B. für $N(1)$ in Tafel 13 (Spalte $t = 1$) sehen; $N(1)$ ist eine geometrisch verteilte Zufallsgröße mit Parameter $p = 0{,}9$ (s. Gl. (31)!). Mit den Werten aus Tafel 13 kommt $v_L = 0{,}3514/0{,}111 = 3{,}16$; für eine geometrisch verteilte Zufallsgröße mit $p = 0{,}5$ käme z. B. $v_L \approx 1{,}3$. Mit sinkenden p-Werten reduziert sich auch v_L.

Im Bild 5 wird eine anschauliche Darstellung der $H(t)$-Entwicklung auf der Grundlage der asymptotischen Abschätzung (27) sowohl für stetige als auch für diskrete Lebensdauern vorgestellt.

Hauptsächlich werden jedoch auch bei diskreten Lebensdauern L die asymptotischen $H(t)$-Entwicklungen im „stetigen" Bereich des Bildes 5 liegen. Wichtig ist aber die Feststellung — und dazu dient die Angabe des „diskreten" Bereichs im Bild 5 —, daß bei „diskreten" Lebenszeitverteilungen, die in der „Nähe" einer geometrischen Verteilung liegen, v_L-Werte größer 1 auftreten und damit Schätzungen $H(t) > t/\mu$ entstehen können.

Im Bild 6 werden verschiedene $H(t)$-Entwicklungsbereiche in Abhängigkeit vom Mittelwert μ der Lebenszeit (mittlere Nutzungsdauer) angegeben. Es wird auch der $H(t)$-Entwicklungsbereich des Praxisbeispiels ($\mu = 2{,}1$) und die entsprechende $H(t)$-Funktion für $v_L = 1{,}1358/2{,}1 \approx 0{,}54$ eingezeichnet. Je größer die mittlere Nutzungsdauer des Elements μ ist, desto flacher verläuft der $H(t)$-Entwicklungsbereich.

(Fortsetzung auf S. 104 unten)

Dr.-Ing. *W. Schölling*, Erfurt[1])

Aufbau von Programmsystemen für den Konstruktionsprozeß

IA 4.0.5.5.

Verwendete Abkürzungen

KEP Konstruktiver Entwicklungsprozeß (Konstruktionsprozeß)
PGS Programmsystem
P Programmelement (Programm)
R Relation zwischen Programmelementen
tG technisches Gebilde (Erzeugnis, Baugruppe, Einzelteil)
e_i Eigenschaft i eines tG
o_j tGj
f_k Funktion (Tätigkeit) k im KEP

0. Einleitung

Bei der Erhöhung des wissenschaftlich-technischen und ökonomischen Niveaus der Erzeugnisse und ihrer Entwicklungsprozesse kommt dem Rationalisieren des Konstruktionsprozesses (KEP) große Bedeutung zu. Dafür gibt es vier grundsätzliche, einander bedingende und ergänzende Ansatzmöglichkeiten [1]:

- Verbesserung der Leitung, Planung und Organisation
- Anwendung neuer Methoden in der gedanklichen Arbeit
- Verbesserung der technischen Ausrüstungen, z. B. Einsatz von EDVA und der zugehörigen Programmtechnik
- Verbesserung der Aus- und Weiterbildung der Konstrukteure und Leiter.

Ein effektives Mittel zum Rationalisieren des KEP ist der Einsatz der EDV, der sich aufgrund des hohen Anteils an formalisierbarer Tätigkeit im KEP anbietet [2] und [3]. Mit dem Realisieren der inhaltlichen, rechentechnischen und organisatorischen Voraussetzungen in der Industrie wird zukünftig die Zahl der EDV-unterstützten KEP zunehmen. Dabei muß wegen des hohen Kosten- und Arbeitsaufwandes für das Entwickeln von Programmen eine hohe Effektivität bei ihrem Einsatz im KEP erreicht werden. Deshalb ist es notwendig, einheitliche, durchgängige paß- und entwicklungsfähige Systeme von EDV-Pro-

[1]) Mitteilung aus dem VEB Optima Büromaschinenwerk Erfurt.

jekten für den KEP aufzubauen, die eine breite Nutzung finden. Der Aufbau von solchen Systemen ist nur effektiv möglich, wenn von einer einheitlichen wissenschaftlich-technischen Basis, die auf den Erkenntnissen der Konstruktionswissenschaft und Informationstechnik sowie den bisherigen praktischen Erfahrungen beim Aufbau und Einsatz von Programmen beruht, ausgegangen wird.

1. Programmklassen für den KEP

1.1. Aufgabenstellung

Für das Entwickeln von Programmen für Konstruktionsaufgaben ist es wesentlich zu wissen, welche Programmklassen bei bestimmten Gegebenheiten anzuwenden sind und wie ihr Prinzipaufbau ist. Es werden deshalb die im KEP anwendbaren Programmklassen, ihre Anwendungskriterien und ihr Aufbau unter verschiedenen Aspekten dargestellt.

1.2. Klassifikation der Programme nach rechentechnischen Aspekten

1.2.1. Einzelprogramme

Einzelprogramme sind unabhängig voneinander existent und nutzbar. Sie müssen jedoch so aufgebaut sein, daß ein möglichst großer Teil von ihnen in komplexeren Programmsystemen wiederverwendbar ist. Einzelprogramme können funktions-, erzeugnis- und/oder eigenschaftsorientiert (Abschn. 1.3.) aufgebaut sein. Sie sind aufgrund des Speicherplatzbedarfes vor allem beim Einsatz von Kleinrechnern (C 8205, KRS 4201 ...) im KEP zweckmäßig und effektiv.

Der Aufbau von Einzelprogrammen soll für Konstruktionsaufgaben erfolgen, bei denen mit den Programmen ein hoher und schneller Nutzen erzielt wird, z. B. indem Versuchsmuster eingespart werden [4], für häufig auftretende Aufgaben, die eine vielfache Anwendung der Programme sichern, und bei Problemen, die bisher durch den Konstrukteur aufgrund des hohen Aufwandes oder der komplizierten mathematischen Problemstellung nicht lösbar waren (z. B. Anwendung des Finit-Element-Verfahrens für Schwerpunkt- und Festigkeitsberechnungen komplizierter Körper [5]).

Bei Einzelprogrammen kann hinsichtlich der Programmein- und -ausgangsgrößen zwischen Geradeaus- und Komplementärmengenberechnungsprogrammen unterschieden werden.

Geradeausprogramme

Diese Programmart wird bisher am häufigsten verwendet. Es sind die Mengen der Ein- und Ausgangsgrößen fest definiert und überschneidungsfrei. Der Aufbau solcher Programme ist bei folgenden Bedingungen zweckmäßig:

- Die den Programmen zugrunde liegenden Konstruktionsaufgabenstellungen sind zeitlich und inhaltlich relativ konstant sowie algorithmierbar.
- Die konstruktive Aufgabenstellung ist unter dem funktionellen und strukturellen Aspekt (tG und KEP) exakt von anderen Aufgabenstellungen abgrenzbar.
- Die konstruktiven Aufgabenstellungen treten häufig auf.
- Die zum Lösen der konstruktiven Aufgabenstellung vorhandenen mathematischen Modelle und Methoden können vom Konstrukteur nicht (Qualitätsverbesserung) bzw. nur mit großem Aufwand genutzt werden (Zeiteinsparung).
- Durch den Einsatz der Programme wird ein hoher und schneller Nutzen erzielt.

Praktische Beispiele für Geradeausprogramme sind Berechnungsprogramme zum Dimensionieren von Federn [6] und ein Auswahlprogramm für Achsen bei der Gütewagenkonstruktion [7].

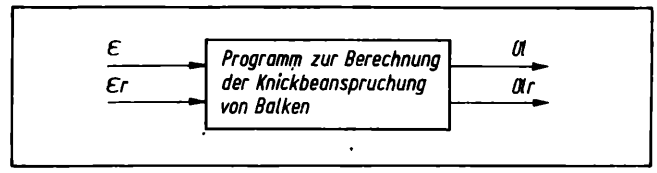


Bild 1. Beispiel für ein Komplementärmengenberechnungsprogramm

ε_r: E Größen, die immer Eingangsgrößen sind
σ_r: F_K, σ_K Größen, die immer Ausgangsgrößen sind
E_Ω: $F, \sigma, l, d, h, b, A, I, S_K$ Knickfall: Größen, die Eingangs- oder Ausgangsgrößen sein können

Bedeutung der Formelzeichen in [22] erläutert)

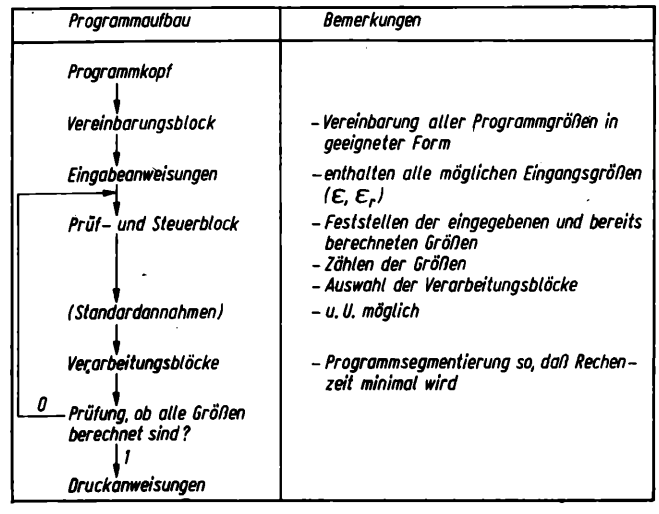


Bild 2. Prinzipaufbau eines Komplementärmengenberechnungsprogramms

Komplementärmengenberechnungsprogramme

Bei den Programmen sind die Mengen der Eingangs- und Ausgangsgrößen fest definiert, aber nicht überschneidungsfrei (Bild 1). Der Konstrukteur besitzt die Möglichkeit, abhängig von seiner Aufgabenstellung und den bekannten Parametern in bestimmten Grenzen die Anzahl und Art der Eingangs- und Ausgangsgrößen selbst festzulegen. Der Prinzipaufbau eines Komplementärmengenberechnungsprogrammes ist im Bild 2 dargestellt. Der wichtigste Teil des Programmes ist der Prüf- und Steuerblock, der die Menge der gegebenen und im Programmablauf bereits berechneten Größen ermittelt und aufgrund dieser Ergebnisse die Verarbeitungsblöcke steuert. Der Aufbau von solchen Programmen ist bei folgenden Gegebenheiten effektiv:

- Die konstruktive Aufgabenstellung hat eine hohe Variabilität.
- Die konstruktiven Aufgabenstellungen treten insgesamt und auch in einer Vielzahl verschiedener Varianten häufig auf.
- Die Menge der Eingangs- und Ausgangsgrößen ist eingeschränkt ($\leqq$ 25 Größen).
- Die dem Programm zugrunde liegenden mathematischen Modelle und Methoden dürfen nicht zu kompliziert sein (Umstellung von Gleichungen sollte möglich sein).
- Die Anzahl der im Programm enthaltenen mathematischen Gleichungen muß begrenzt werden (günstig sind bis zu 15 Gleichungen).

Dabei muß bei der Entscheidung über den Aufbau eines solchen Programmes berücksichtigt werden, daß der Programmierungsaufwand etwa fünfmal so groß ist wie bei entsprechenden Geradeausprogrammen.

1.2.2. Programmsysteme

Programmsysteme (PGS) sind dynamische, erweiterungsfähige, optimierbare (hinsichtlich minimaler Programmelementezahl) und multivalent einsetzbare Systeme aus möglichst standardisierten Programmelementen. Dabei sind die minimale Programmelementezahl und der multivalente Einsatz gegensätzliche Forderungen, wobei die Ökonomie Optimierungskriterium ist. Um diese Anforderungen zu realisieren, ist es erforderlich,

— die konstruktionsbezogene Abgrenzung der inhaltlichen Basis des PGS exakt zu definieren (Methoden für die erzeugnisbezogene funktionelle Abgrenzung und Aufbereitung von Informationen für erzeugnisorientierte PGS sind in [8] und [9] angegeben)
— beim Erarbeiten der Programmelemente diese hinsichtlich ihrer zeitlichen und inhaltlichen Stabilität hinreichend zu untersuchen.

Ein PGS besteht aus einer Menge von Programmelementen

$$\mathbf{P} = p_1, p_2, \dots p_l \tag{1}$$

und einer Menge von Relationen zwischen den Programmelementen

$$\mathbf{R} = r_1, r_2, \dots r_j \,. \tag{2}$$

Damit gilt für ein PGS

$$\mathbf{PGS} = \mathbf{P} \cup \mathbf{R} \,. \tag{3}$$

Unter einem Programmelement (Programmbaustein) wird dabei verstanden „ein in sich abgeschlossenes System von Regeln und Daten zum Lösen eines vorgegebenen Problems (Aufgabe) unterschiedlichen Umfangs, dessen Inhalt und Funktion innerhalb des PGS so festgelegt sind, daß Redundanz und Irrelevanz weitgehend vermieden werden und eine einfache Kombination mit anderen Programmelementen möglich ist [10]". Das Festlegen des Inhaltes und der notwendigen Kombinationsvarianten (Relationen) erfolgt nach konstruktiven Aspekten (Abschn. 1.3.). Dabei gilt weiter: Je niedriger die Komplexität der Programmelemente des PGS ist, desto aufwendiger werden komplexe Operationen mit dem PGS, um so größer ist die Anzahl der Programmelemente im PGS und um so abstrakter (mathematisch-logischer) werden die Programmelemente [11]. Man kann hinsichtlich rechentechnischer Aspekte unterscheiden:

— PGS mit starrer Kopplung der Programmelemente (die Abarbeitungsreihenfolge der Programmelemente ist für einige wesentliche Varianten programmiert und der Konstrukteur hat keinen Einfluß auf die Abarbeitungsreihenfolge)
— PGS, bei denen die Kopplung der Programmelemente in Abhängigkeit von den jeweiligen gegebenen Eingangs-, den ermittelten Zustands- und geforderten Ausgangsgrößen durch ein übergeordnetes Steuerprogramm vorgenommen wird (Dialogmöglichkeit im Steuerprogramm [12] und [13], Datenübergabe zwischen den Programmelementen).

Die Variante „PGS mit Steuerprogramm, Dialog Konstrukteur — EDVA und Datenübergabe über Dateien" wird als zukunftsträchtig eingeschätzt, da bei ihr eine hohe Variabilität der Anwendung der PGS und Programmelemente sowie große Nutzerfreundlichkeit der PGS-Anwendung gesichert ist.
Der Vorteil des Aufbaus von PGS für den KEP besteht in der breiten Anwendungsmöglichkeit der Systeme, was besonders der Variabilität der konstruktiven Aufgabenstellung in der Praxis entspricht, zu einer hohen Anwendungshäufigkeit der PGS führt und die Arbeit der Konstrukteure wesentlich erleichtert, da er die PGS ohne großen Aufwand an seine Aufgabenstellungen anpassen kann. Ein Nachteil ist der z. Z. noch große Hard- und Softwareaufwand, der jedoch nicht von dem Erarbeiten solcher PGS abschrecken darf, da diese Arbeit nur schrittweise über einen längeren Zeitabschnitt erfolgen kann.

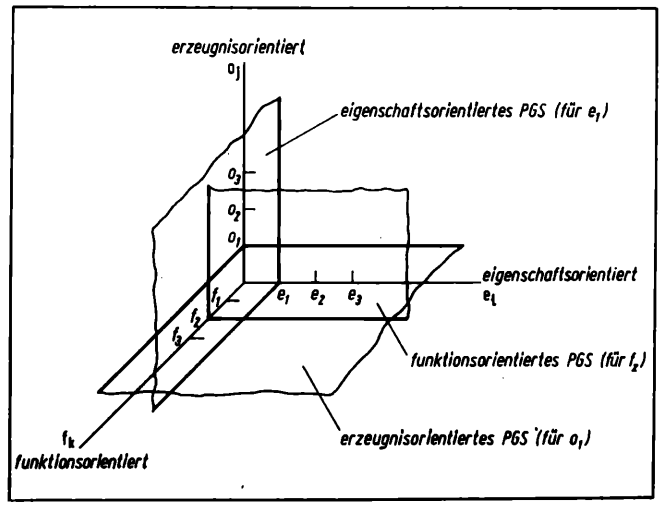


Bild 3. Zusammenhang zwischen erzeugnis-, eigenschafts- und funktionsorientierten Programmen und PGS

erzeugnisorientiertes PGS:

$$\mathbf{PGS}(o_j) = \mathbf{P}(o_j) \cup \mathbf{R}(o_j)$$
$$\mathbf{P}(o_j) = e_1, \dots, e_l, f_1, \dots, f_k$$
$$\mathbf{R}(o_j) = re_1, \dots, re_l, \dots, rf_k$$

eigenschaftsorientiertes PGS:

$$\mathbf{PGS}(e_l) = \mathbf{P}(e_l) \cup \mathbf{R}(e_l)$$
$$\mathbf{P}(e_l) = o_1, \dots, o_j, f_1, \dots, f_k$$
$$\mathbf{R}(e_l) = ro_1, \dots, ro_j, rf_1, \dots, rf_k$$

funktionsorientiertes PGS:

$$\mathbf{PGS}(f_k) = \mathbf{P}(f_k) \cup \mathbf{R}(f_k)$$
$$\mathbf{P}(f_k) = e_1, \dots, e_l, \dots, o_j$$
$$\mathbf{R}(f_k) = re_1, \dots, re_l, ro_1, \dots, ro_j$$

re_l, ro_j, rf_u Relationen zwischen eigenschafts-, erzeugnis- und funktionsorientierten Programmelementen

1.3. Klassifikation der Programme nach KEP-Aspekten

1.3.1. Übersicht

Die Programme und PGS für den KEP sind hinsichtlich inhaltlicher Aspekte in drei Hauptklassen: erzeugnis-, funktions- und eigenschaftsorientierte Programme bzw. PGS unterteilbar. Zwischen den drei Klassen bestehen objektive Beziehungen. Diese Relationen zwischen den PGS sind im Bild 3 dargestellt und werden in den folgenden Abschnitten erläutert. Wesentlich für den Aufbau der PGS und für die Relation zwischen ihnen (Bild 4) ist das Abgrenzen und formal-logische Aufbereiten des den PGS als Basis dienenden konstruktiven Inhaltes, das erfolgt für:

— erzeugnisorientierte PGS
  . nach der Komplexität und Kompliziertheit der tG [14]
  . nach funktionellen und strukturellen Eigenschaften der tG (Methoden der Abgrenzung und Aufbereitung [8] und [15])
  . nach den Abstraktionsebenen des KEP [9]
— funktionsorientierte PGS
  . nach den Bearbeitungsphasen des KEP (Funktions-, Prinzipfindung, Entwerfen, Dimensionieren, Unterlagenerarbeiten . . .)
  . nach den Bearbeitungsfunktionen im KEP (Speichern, Zeichnen, Simulieren, Optimieren, Bewerten . . .) [2] und [3]
— eigenschaftsorientierte PGS
  . nach den physikalisch-technischen Eigenschaften der tG [16] unter Berücksichtigung der zugehörigen Wissenschaftsdisziplin.

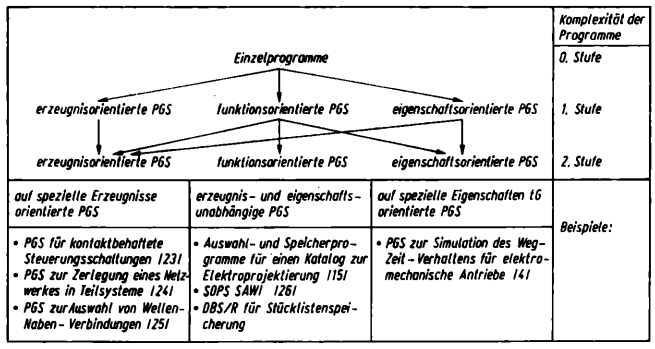


Bild 4. Beziehungen zwischen Einzelprogrammen und erzeugnis-, eigenschafts- und funktionsorientierten Programmsystemen

1. Komplexitätsstufe: PGS besteht aus einer Menge von Einzelprogrammen und Relationen zwischen ihnen
2. Komplexitätsstufe: PGS besteht aus einer Menge von PGS 1. Komplexitätsstufe und Einzelprogrammen und den Relationen zwischen ihnen

1.3.2. Beziehungen zwischen Einzelprogrammen und erzeugnis-, funktions- und eigenschaftsorientierten Programmsystemen

Im Bild 4 sind die Relationen zwischen Einzelprogrammen und den PGS-Einzelprogrammen gezeigt, die erzeugnis-, funktions- und/oder eigenschaftsorientiert aufgebaut sind. Sie können bei entsprechendem Aufbau in erzeugnis-, funktions- bzw. eigenschaftsorientierte PGS der 1. Komplexitätsstufe integriert werden. Aus den PGS der 1. Komplexitätsstufe und weiteren Einzelprogrammen werden PGS der 2. Komplexitätsstufe erarbeitet. Dabei sollten in erzeugnisorientierte PGS der 2. Komplexitätsstufe möglichst viele eigenschaftsorientierte PGS der 1. Komplexitätsstufe und funktionsorientierte PGS einbezogen werden.

1.3.3. Erzeugnisorientierte Programmsysteme

Ein erzeugnisorientiertes PGS ist ein System, mit dem für eine abgegrenzte, möglichst große Klasse technischer Gebilde (tG) automatisierte KEP ablaufen können. Es besteht aus einer Menge von Programmen und PGS niedrigerer Komplexität, die Eigenschaften der tG ermitteln und konstruktive Tätigkeiten (Analysieren, Optimieren . . .) realisieren, und den Relationen zwischen ihnen (Bild 3).

Es werden zwei Grundvarianten von erzeugnisorientierten PGS unterschieden:

— PGS für Variantenkonstruktion

Sie basieren auf dem Baukasten-(Baueinheiten-)Prinzip, d. h., die tG liegen in ihrer Form und Abmessung fest. Durch das PGS erfolgt die Kombination der gespeicherten tG und die Prüfung der Richtigkeit der Kombination entsprechend den Forderungen der konstruktiven Aufgabenstellung.

— PGS für Prinzipkonstruktionen

Ausgegangen wird von einem technischen Prinzip, d. h., die qualitative Form und die Kombinationen der tG liegen fest. Durch das PGS erfolgt das Dimensionieren des vorliegenden Prinzips entsprechend den Anforderungen der Aufgabenstellung.

Tafel. Klassifikation der erzeugnisorientierten PGS nach der Komplexität der tG

PGS-Arten	Allgemeine Komplexitätsstufen von PGS	Beispiele
PGS für die Konstruktion von Einzelteilen	1. Komplexitätsstufe	Dimensionierung von Wellen, Federn u. ä.
PGS für die Konstruktion von Baugruppen	1. oder 2. Komplexitätsstufe	Konstruktion ein- und mehrstufiger Getriebe [27]
PGS für die Konstruktion von Enderzeugnissen	2. Komplexitätsstufe	Maschineller Entwurf von automatisierten Elektroantriebssystemen [28]

Die PGS für Varianten- und Prinzipkonstruktionen können nach der Komplexität der tG weiter in drei Arten untergliedert werden (Tafel). Dabei sollen die PGS so aufgebaut werden, daß sie ohne großen Aufwand in die komplexeren PGS-Arten integriert werden können. Außerdem gelten die unter rechentechnischen Aspekten angegebenen PGS-Arten (Abschn. 1.2.2.). Für den Aufbau von erzeugnisorientierten PGS müssen folgende Bedingungen gegeben sein:

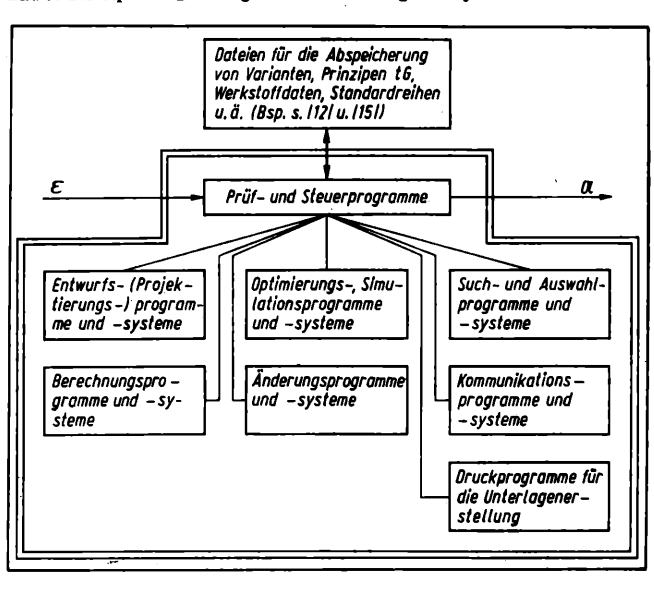
— Das dem PGS zugrunde liegende funktionelle (physikalische) Prinzip muß ökonomisch realisierbar und über einen längeren Zeitraum konstant sein.
— Die tG müssen dem internationalen wissenschaftlich-technischen Niveau entsprechen.
— Es muß eine große Variantenvariabilität der tG (z. B. kundenwunschabhängige Varianten) vorliegen.
— Der KEP-Ablauf soll unter Nutzung von Dialogmöglichkeiten durchgängig algorithmierbar sein.
— Die praktischen Erfahrungen bei der Konstruktion von tG aus der Klasse tG sind groß.
— Die tG werden auch in absehbarer Zeit eine große volkswirtschaftliche Bedeutung haben.
— Eine hohe Nutzungshäufigkeit des PGS ist gegeben.

Unter diesen Bedingungen gibt es nur eine begrenzte Menge von Klassen tG — Klassen rationeller Erzeugnisse [9] —, für die es effektiv ist, erzeugnisorientierte PGS aufzubauen. Dabei nimmt die Anzahl der möglichen PGS von den Einzelteilen zu den Enderzeugnissen hin ab.

Die Prinzipstruktur von erzeugnisorientierten PGS ist im Bild 5 dargestellt. Wesentlichstes Element der Struktur sind die Prüf- und Steuerprogramme, die speziell auf die Klasse tG zugeschnitten werden müssen. Ihre Funktion ist es, den gesamten automatisierten KEP-Ablauf zu kontrollieren und zu steuern. Diese Kontroll- und Steuerfunktion kann durch Programme EDV-intern oder durch Dialog Konstrukteur-EDVA realisiert werden [13]. Die anderen Programme des PGS müssen so gestaltet werden, daß sie in anderen erzeugnisorientierten PGS wiederverwendet werden können.

Aus der Struktur des PGS wird durch die Prüf- und Steuerprogramme entsprechend den gegebenen Eingangs- und den geforderten Ausgangsgrößen das gesamte Verarbeitungsprogramm zusammengesetzt (Bild 6).

Bild 5. Prinzipstruktur erzeugnisorientierter Programmsysteme



Beim Einsatz von erzeugnisorientierten PGS im KEP treten folgende Rationalisierungseffekte ein:

- rationeller Ablauf des gesamten KEP für das tG
- hohes wissenschaftlich-technisches Niveau des entwickelten tG aufgrund exakter Berechnungen (z. B. geringerer Materialeinsatz)
- Einsparung von Mustern und damit Verkürzung der Entwicklungszeit
- Verkürzung der Entwicklungszeit (besonders bei der Entwicklung von kundenwunschabhängigen Varianten, zur Sicherung von Aufträgen wichtig) und damit Gewinnung von Konstruktionskapazität.

1.3.4. Funktionsorientierte Programmsysteme

Diese PGS realisieren Bearbeitungsfunktionen (-tätigkeiten) im KEP und basieren auf wissenschaftlich-technischen Methoden mit einem hohen Allgemeingültigkeitsgrad. Sie sind deshalb in einer Vielzahl verschiedener KEP für unterschiedliche tG effektiv einsetzbar. Dabei werden sie zur durchgängigen automatisierten Konstruktion von tG im Rahmen von erzeugnisorientierten PGS genutzt oder zum Ermitteln von spezifischen Eigenschaften der tG in sonst manuell ablaufenden KEP herangezogen. Funktionsorientierte PGS sind ökonomisch, wenn folgende Bedingungen gegeben sind:

- Die Funktion (Tätigkeit) ist zu anderen Funktionen in einer Vielzahl von KEP exakt abgrenzbar.
- Die Funktion tritt in einer Vielzahl von KEP für unterschiedliche Erzeugnisse auf.
- Allgemeingültige wissenschaftlich-technische Modelle und Methoden zum Realisieren der Funktion liegen mathematisch logisch aufbereitet vor.

Relevante Funktionen im KEP, die diese Bedingungen erfüllen, sind:

- Speichern von Informationen (PGS für Dateiaufbau-, änderungsdienst und -auswertung) für Erzeugnisdaten (Konstruktionsergebnisse) und Informationen zum Entwickeln der tG (Bearbeitungsinformationen [15] und [17])
- Simulieren von Erzeugniseigenschaften (z. B. CSMP PGS zur digitalen Simulation kontinuierlicher Systeme [4])
- Optimieren von funktions- und/oder fertigungstechnischen Erzeugniseigenschaften
- Bewerten
- Kombinieren von tG (z. B. PGS für Wirkflächenverfahren [18])
- Dokumentationserarbeitung (Zeichnung, Stückliste; z. B. PGS für automatisches Zeichnen auf Zeichenmaschinen [19]).

Hinsichtlich der Effektivität des Einsatzes funktionsorientierter PGS im KEP sind die gleichen Aussagen wie bei erzeugnis- und eigenschaftsorientierten PGS (Abschn. 1.3.3. und 1.3.5.) gültig. Allerdings ist der Anpassungsaufwand der konstruktiven Aufgabe an das PGS durch den Konstrukteur im KEP wesentlich höher als bei erzeugnis- und eigenschaftsorientierten PGS. Der ökonomische Vorteil funktionsorientierter PGS liegt vor allem im einmaligen PGS-Entwicklungsaufwand bei hoher Nutzungshäufigkeit in einer Vielzahl von KEP für unterschiedliche tG.

1.3.5. Eigenschaftsorientierte Programmsysteme

Ein eigenschaftsorientiertes PGS ist ein System, mit dem beim Konstruieren einer Vielzahl verschiedenartiger tG bestimmte Eigenschaften (Partialsysteme [16]) dieser tG synthetisch oder analytisch ermittelt werden können. Es besteht aus einer Menge von Einzelprogrammen, die aufgrund der als Basis dienenden mathematisch-physikalischen Modelle und Methoden für verschiedenartige Klassen tG anwendbar sind, und den Relationen zwischen ihnen (Bild 3).

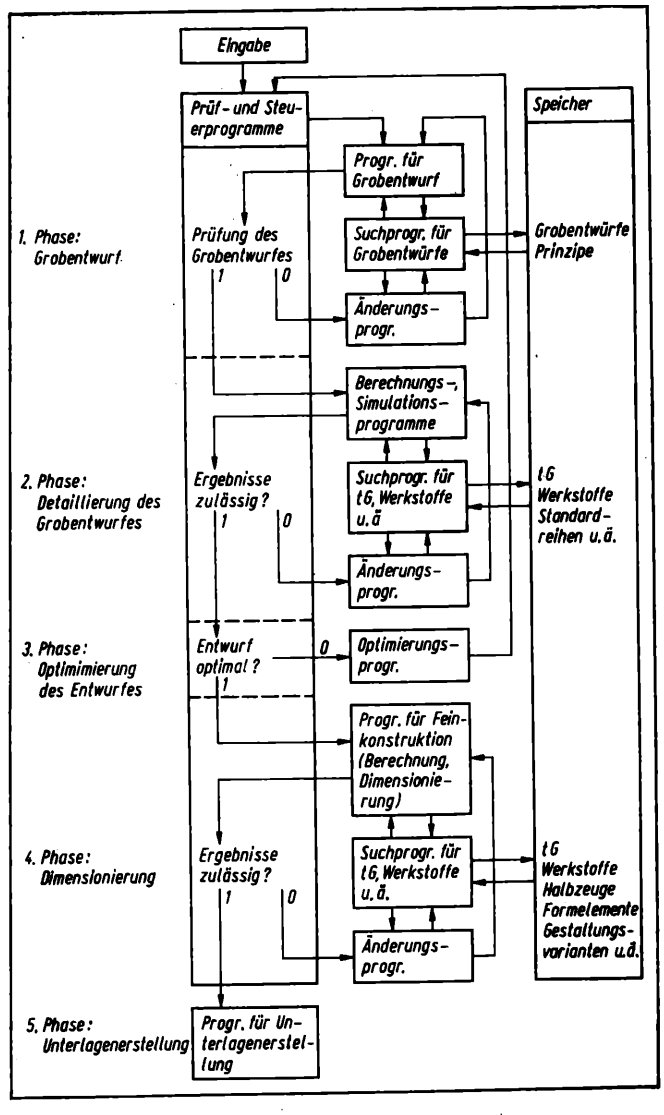


Bild 6. Prinzipablauf eines maschinellen KEP mit einem erzeugnisorientierten Programmsystem

Die Einbeziehung von Kommunikationsprogrammen oder des Konstrukteurs ist bei diesem Ablauf vor allem bei den Prüf- und Steueroperationen möglich bzw. wirtschaftlich.

Man klassifiziert die eigenschaftsorientierten PGS

- nach der Art der abgebildeten Eigenschaft, z. B. mechanisch statisch, dynamisch, elektrisch
- nach der Komplexität der PGS (Bild 4).

Außerdem gelten für eigenschaftsorientierte PGS die unter rechentechnischen Aspekten angegebenen PGS-Klassen (Abschn. 1.2.2.). Der Aufbau von eigenschaftsorientierten PGS ist unter folgenden Bedingungen effektiv:

- KEP-abhängige Bedingungen

  Die dem PGS zugrunde liegende Eigenschaft soll bei der Konstruktion von möglichst vielen tG von Bedeutung sein. Die dem PGS zugrunde liegende Eigenschaft muß in KEP und tG funktionell und systemtheoretisch abgrenzbar sein (Partialsysteme tG [16]).

- Wissenschaftsabhängige Bedingungen

  Die den Eigenschaften und damit den PGS zugrunde liegenden wissenschaftlichen Disziplinen sollten relativ abgeschlossen und ihre Ergebnisse gesichert, mathematisch aufbereitet und in abgrenzbare Gebiete unterteilbar sein.

Die angegebenen KEP- und wissenschaftsabhängigen Bedingungen werden vor allem bei mechanischen und elektrischen

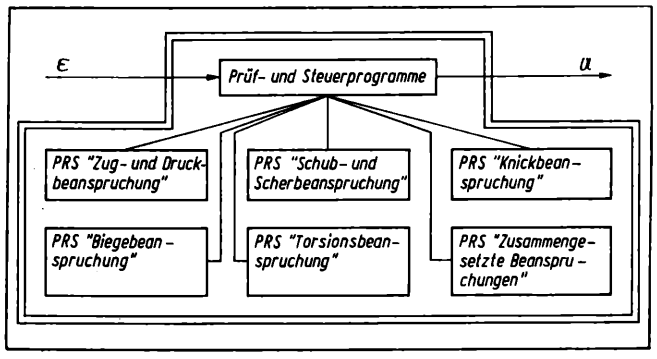


Bild 7. Prinzipaufbau eines eigenschaftsorientierten Programmsystems zur Berechnung mechanischer Spannungen

Eigenschaften eingehalten. Folglich ist es zuerst für diese Eigenschaften möglich, PGS mit vertretbarem Aufwand aufzubauen und anzuwenden.

Ein eigenschaftsorientiertes PGS besteht aus einer Menge von Einzelprogrammen. Die Aufgabe der Prüf- und Steuerprogramme ist es, entsprechend den vom Konstrukteur eingegebenen Daten und einschränkenden Bedingungen sowie geforderten Ausgangsgrößen die notwendigen Einzelprogramme auszuwählen, zu spezifizieren und miteinander zu verbinden. Im Bild 7 ist der Prinzipaufbau eines PGS zum Berechnen mechanischer Beanspruchungen dargestellt.

Eigenschaftsorientierte PGS können in allen bisher manuell ablaufenden KEP in bestimmten Konstruktionsphasen (tG-abhängig) eingesetzt werden. Man erhält dann KEP, in denen der Konstrukteur und die EDVA arbeitsteilig zusammenarbeiten. Beim Einsatz von eigenschaftsorientierten PGS treten u. a. folgende Rationalisierungseffekte ein:

- rationeller Ablauf von Bearbeitungsphasen im KEP
- funktions- und/oder fertigungstechnisch relevante Eigenschaften des tG werden exakt bestimmt und führen zur Verbesserung der Qualität und des tG
- Verkürzung der Entwicklungszeit und damit Gewinnung von Konstruktionskapazität.

2. Schlußbemerkungen

Die erläuterten Prinzipien über den Aufbau und die Nutzung von Programmen und PGS stellen ein Fundament für den Einsatz der EDV im KEP dar. Durch ihre Anwendung wird folgender Nutzen erzielt:

- bei der Entwicklung von Programmen und PGS:
  - Verkürzen der Zeiträume für das Erarbeiten von EDV-Projekten
  - Senken des Erarbeitungsaufwandes für die EDV-Projekte
  - Gewährleisten der Einheitlichkeit und Kompatibilität der EDV-Projekte und damit der breiten Anwendung
  - Systematische Speicherung der Programme und PGS in einer Programmbank für den KEP [29]
- beim Einsatz der Programme und PGS im KEP:
  - Verbessern der Qualität, Leistungsfähigkeit und Lebensdauer der tG
  - Verringern von Entwicklungszeit und -kosten
  - Abbau von Routinetätigkeiten und damit Gewinnung von Arbeitszeit für schöpferische konstruktive Tätigkeit.

Grundsätzlich sind vor der Entwicklung von PGS für den KEP ökonomische Betrachtungen hinsichtlich der Effektivität der Nutzung des PGS im KEP erforderlich [2] und [21], die Basis für die Entscheidung über den Entwicklungsbeginn sind.

Literatur

[1] *Schölling, W.:* Allgemeines Modell, Funktionen und Stellung des ISS„KEP" im Betrieb. Feingerätetechnik 22 (1973) H. 1, S. 4–9.

[2] *Spiering, H.:* Bewertung von Arbeitsgängen in der Projektierung hinsichtlich ihrer Automatisierungsmöglichkeit und -würdigkeit. Energietechnik 23 (1973) H. 11, S. 520.

[3] *Simon, R.:* Rechnergestütztes Konstruieren – eine Möglichkeit zur Rationalisierung im Konstruktionsbereich. Dissertation, TH Aachen 1968.

[4] *Seydel, E.; Quass, H.; Völkel, T.:* Rechnergestützte Konstruktion feingerätetechnischer Baugruppen unter Verwendung der digitalen Simulation. Feingerätetechnik 24 (1975) H. 3, S. 112–115.

[5] *Radaj, D.:* Computergestütztes Konstruieren: Praktische Bedeutung der Finit-Element-Verfahren. Konstruktion 23 (1971) H. 10, S. 263–267.

[6] *Menzel, R.; Rosenstengel, W.:* Aufbau eines Federkataloges. Praktikumsarbeit TU Dresden 1971.

[7] Autorenkollektiv: Automatisierte kundenwunschabhängige Vorbereitung der Produktion (AKV). Jena: AUTEVO-Informationsreihe, 1973.

[8] *Borys, E.:* Aufbau eines betrieblichen Informationsspeichersystems für tG mittels EDV und Mikrofilmtechnik unter dem besonderen Aspekt der funktionsabhängigen Beschreibung. Dissertation, TH Ilmenau 1976.

[9] *Pfeiler, V.; Maut, E.; Schellenberger, J.:* Zur rationellen Erzeugnisaufbereitung. ELEKTRIE 28 (1974) H. 10, S. 524–527.

[10] *Bock, H.-J.:* Bausteinstruktur für Programmiersysteme zur rechnergestützten Fertigungsvorbereitung von Werkzeugmaschinen. Wiss. Z. TU Dresden 21 (1972) H. 2, S. 417–423.

[11] *Weide, E.:* Automation in Konstruktion und Arbeitsvorbereitung. Baden-Baden 1968.

[12] *Lelansky, E.; Schmidt, B.:* Anforderungen und Lösungen für die rechnergestützte Konstruktion von elektrotechnischen Steurungsanlagen. Nachrichtentechnik/Elektronik 28 (1978) H. 4, S. 157–159.

[13] *Baatz, U.:* Bildschirmunterstütztes Konstruieren. Düsseldorf: VDI-Verlag 1973.

[14] *Herrig, D.; Müller, H.:* Objektgliederung und Konstruktionsprozeß. Maschinenbautechnik 24 (1975) H. 10, S. 444–450.

[15] *Maut, E.; Leuthold, G.; Wirth, G.:* Zum Aufbau eines funktionsorientierten Projektierungskataloges. ELEKTRIE 28 (1974) H. 11, S. 601–604.

[16] *Seydel, E.:* Beitrag zur Entwicklung der Konstruktionswissenschaft unter besonderer Berücksichtigung von Modellmethoden im technischen Entwicklungsprozeß. Dissertation, TU Dresden 1970.

[17] *Harhoff, S.; Schölling, W.:* Probleme einer rationellen Gestaltung des Informationssystems für den KEP. Wiss. Z. TU Dresden 21 (1972) H. 2, S. 293 bis 308.

[18] *Herrig, D.; Müller, H.:* Wirkflächenverfahren – ein Schritt zum rechnergestützten Konstruieren, Unifizieren und technologischen Projektieren. Maschinenbautechnik 24 (1975) H. 4, S. 169–171.

[19] Autorenkollektiv: Automatisches Zeichen durch EDV. Institut für Energietechnik, Leipzig 1974.

[20] *Viehweger, G.:* Zur Berechnung des ökonomischen Nutzeffektes der Rationalisierung von Projektierungsprozessen mit EDV. Energietechnik 23 (1973) H. 10, S. 456.

[21] Autorenkollektiv: Zur Vervollkommnung der Methodik der Nutzeffektermittlung für Aufgaben des wissenschaftlich-technischen Fortschritts. Die Technik 32 (1977) H. 1, S. 24–27.

[22] *Göldner, H.:* Leitfaden der Technischen Mechanik. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1966.

[23] *Uhlmann, W.:* Maschinelle Bearbeitung kontaktbehafteter Steuerungsschaltungen bei der Projektierung von Niederspannungsanlagen. ELEKTRIE 30 (1976) H. 11, S. 591–594.

[24] *Siegmund, D.:* Automatische Zerlegung eines umfangreichen Netzwerkes in Teilsysteme. Wiss. Z. TU Dresden 21 (1972) H. 2, S. 354–358.

[25] *Praß, F.:* Ein Programmsystem zur Auswahl geeigneter Wälzlager aus rechnerintern gespeicherten Lagerkatalogen. Konstruktion 25 (1973) H. 7, S. 259–263.

[26] SAWI, System zum Abspeichern und Wiederauffinden von Informationen. Kundeninformation Nr. 9, VEB Kombinat Robotron Dresden 1972.

[27] *Olbertz, H. A.:* Das Konstruieren von Baugruppen mit Hilfe von EDVA, gezeigt am Beispiel geometrisch gestufter Kupplungsgetriebe. Dissertation, TH Aachen 1969.

[28] *Schönfeld, R.:* Der maschinelle Entwurf von automatisierten Elektroantriebsystemen, eine Methode zur Rationalisierung der Fertigungsvorbereitung. Wiss. Z. TU Dresden 21 (1972) H. 2, S. 330–334.

[29] *Schölling, W.:* Integrierter Einsatz der EDV in der TEVO. Rechentechnik/Datenverarbeitung 13 (1976) H. 4, S. 15–21.

msr 7475

Programmierbare nichtnumerische Steuerungen (XIII)[1)]

Dr.-Ing. *G. Roland*, Karl-Marx-Stadt

Programmierbares Steuerungs- und Baugruppensystem PS 2000

1.8.1.5. Rangierverteiler PS 2000

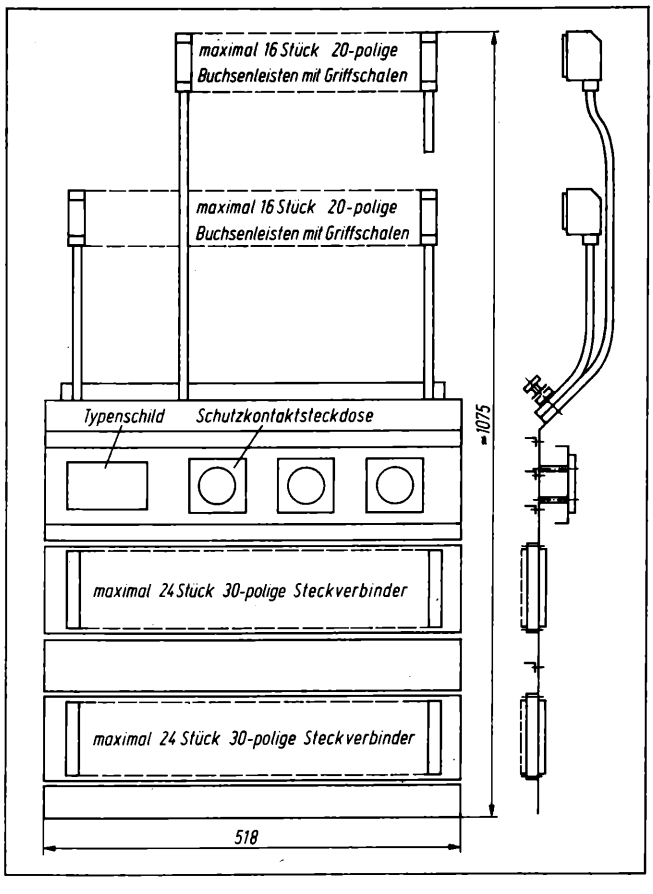
Die problemorientierte Prozeßverkabelung muß an die Anschlußtechnik und Festlegung der Verdrahtung der Peripheriebaugruppen angepaßt werden, um die elektrische Verbindung zwischen Signalgebern und Eingangsbaugruppen einerseits sowie Ausgangsbaugruppen und Stellgliedern andererseits herzustellen. Diese Aufgabe wird in vielen Fällen dem Steuerungsanwender übertragen. Die meisten Steuerungshersteller sehen diese Aufgabe dadurch gelöst, daß sie Klemm-, Steck- oder Quetschanschlüsse an den Peripheriebaugruppen vorsehen. Der Anwender muß bei der Inbetriebnahme die gesamte Verdrahtung ausführen, ohne eine zentrale Vorfertigung mit ökonomischem Effekt nutzen zu können. Der Rangierverteiler sichert, daß die Prozeßinstallation mit 30poligen EFS-Steckverbindern (Buchsen- oder Steckerleisten) einschließlich Griffschalen abgeschlossen werden kann, die bei der Inbetriebnahme in kürzester Frist montiert werden können.

Am Rangierverteiler sind in Abhängigkeit von der Prozeßverkabelung die entsprechenden Gegensteckverbinder montiert. Dazu gibt es zwei Bestückungsvarianten:

— maximal 24 Stück 30polige Steckverbinder

— maximal 48 Stück 30polige Steckverbinder

Bild 39. Rangierverteiler PS 2000 (Maximalvariante)



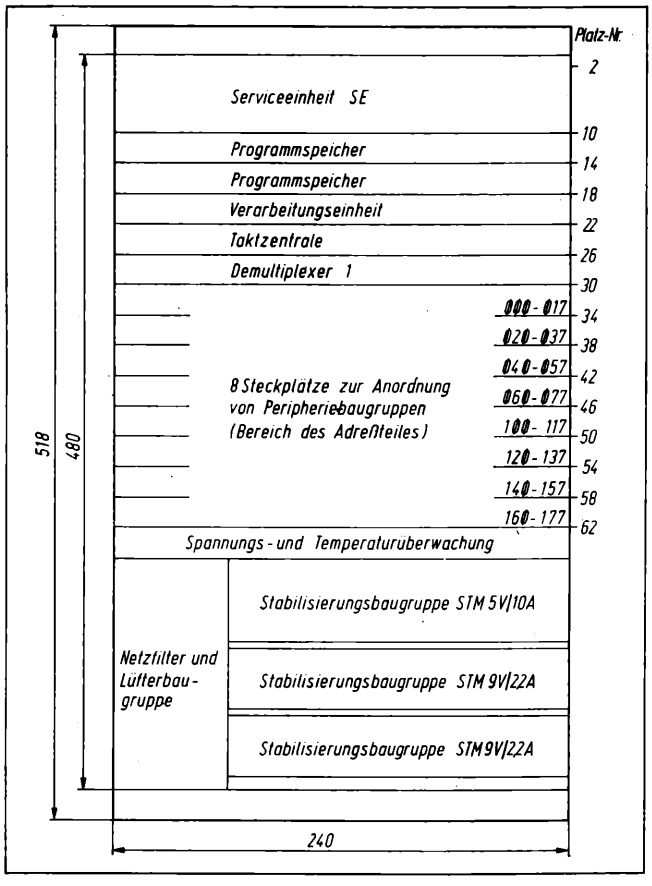


Bild 40. Baugruppe PS 2000/1 (Darstellung um 90° gedreht)

Die 30poligen Steckverbinder des Rangierverteilers sind mit einem Wickelanschluß von 1 mm × 1 mm für einen maximalen Drahtdurchmesser von 0,8 mm ausgerüstet.

Allen Peripheriebaugruppen werden die Prozeßinformationen über 20polige Buchsenleisten und am Rangierverteiler mechanisch arretierten Verbindungsleitungen zugeführt oder entnommen. Die Verbindungsleistungen müssen in zwei Längen sowie wegen der unterschiedlichen Belastung der Eingangs- und Ausgangsbaugruppen mit Drahtdurchmessern von 0,5 mm und 0,8 mm gefertigt werden.

Nach Vorgabe des Steuerungsanwenders erfolgt die Verdrahtung der vorgefertigten freien Enden der Verbindungsleitungen mit den 30poligen Steckverbindern des Rangierverteilers. Damit wird die elektrische Verbindung zwischen der Prozeßverkabelung und den Peripheriebaugruppen hergestellt. Weiterhin wird am Rangierverteiler der Netzanschluß realisiert.

Bild 39 zeigt die maximale Ausbaustufe des Rangierverteilers.

1.8.1.6. Baugruppe PS 2000/1

Ausgehend von der Forderung, speicherprogrammierbare Steuerungen kleinen Umfanges zu konzipieren, wurde unter weitestgehender Nutzung der Kartenbaugruppen der Steuerung PS 2000 die selbständig funktionsfähige Baugruppe PS 2000/1 einschließlich der zugehörigen Stromversorgung in einem EGS-Baugruppenträger mit den Abmessungen 480 mm × 240 mm × × 240 mm geschaffen. Bild 40 zeigt die Anordnung der Karten-

[1)] Teil XII erschien im Heft 1/1982.

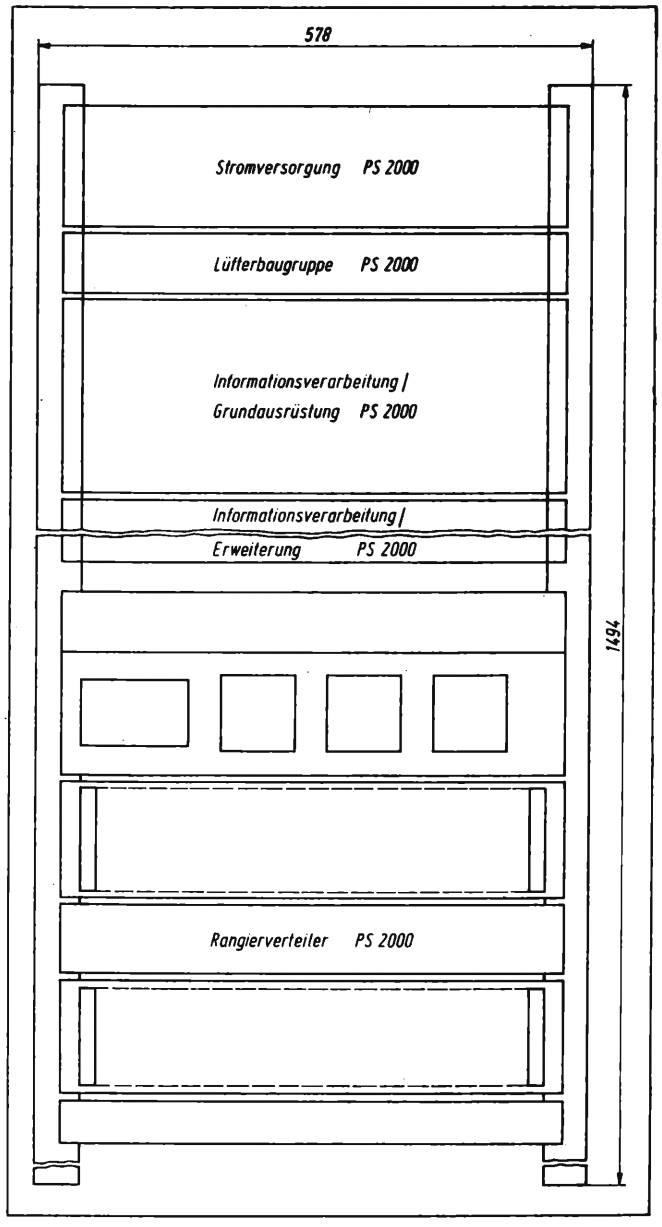


Bild 41. Rahmenaufbau PS 2000

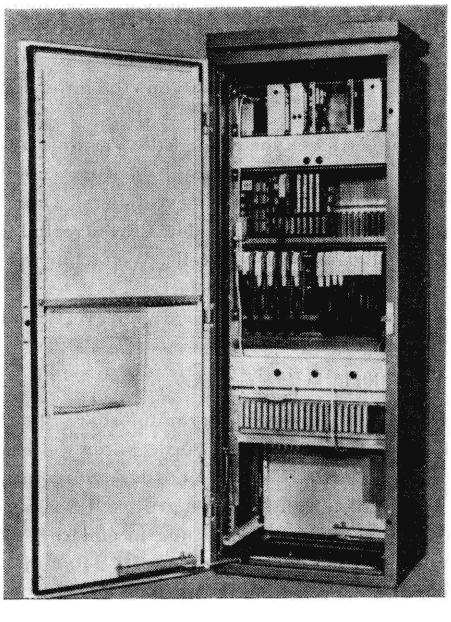


Bild 42
Schrankaufbau
PS 2000

baugruppen und Stromversorgungsmodule. Die 8 verfügbaren Peripheriebaugruppenplätze gestatten die Verarbeitung von maximal 128 Eingangs- und Ausgangsinformationen. Unterhalb der Stromversorgungsmodule wurde ein Ventilator vom Typ LANP 140.4 angeordnet, so daß auch für diese Baugruppe die maximal zulässige Umgebungstemperatur +55 °C beträgt. Die Anordnung des Netzfilters erfolgte rückseitig hinter dem Lüfter, eine Zweiebenenleiterplatte bildet die Verdrahtungsgrundlage. Mit Ausnahme der bereits formulierten Bedingungen zum Einsatz der Haftspeicherbaugruppe sind alle anderen Peripheriebaugruppen voll kompatibel. Die maximale Programmspeicherkapazität von 4095 Worten ist bei Bedarf nutzbar. Auf die Anordnung eines konfektionierten Rangierverteilers wurde zugunsten problemspezifischer Lösungen verzichtet. Für alle Eingangs- und Ausgangsbaugruppen werden die Prozeßsteckverbinder einschließlich der Griffschalen vom Steuerungshersteller mitgeliefert.

1.8.2. Rahmenaufbauten PS 2000

Zum Aufbau einer kompletten Steuerung PS 2000 ist eine problemabhängige Kombination der konstruktiven Baugruppen notwendig. Zur Lösung dieser Aufgabe wurden 3 Varianten von Rahmenaufbauten geschaffen. Alle Typen verfügen über folgende konstruktive Baugruppen:

- Stromversorgung PS 2000
- Lüfterbaugruppe PS 2000
- Informationverarbeitung/Grundausrüstung PS 2000.

Die konstruktiven Baugruppen Informationsverarbeitung/Erweiterung PS 2000 und Rangierverteiler PS 2000 sind problemabhängig einsetzbar und bestimmen die Variante des Rahmenaufbaues. Die Maximalvariante ist im Bild 41 dargestellt. Die nächst kleinere Variante wurde durch Reduzierung des Rangierverteilers auf 50% gebildet, damit verändert sich das Längsmaß auf 1194 mm. Bei der kleinsten Variante eines Rahmenaufbaues PS 2000 entfällt zusätzlich die Baugruppe Informationsverarbeitung/Erweiterung PS 2000. Es ergibt sich ein Längsmaß von 974 mm. Die Rahmenaufbauten PS 2000 sind sowohl in einem Schrank nach Abschn. 1.8.3. als auch in einem anderen Gefäßsystem einsetzbar. Die Einbautiefe für alle Rahmenaufbauten PS 2000 beträgt 335 mm. Sind in einem Gefäßsystem weitere elektronische Ausrüstungen enthalten, so wird im Interesse einer störsicheren Arbeitsweise der Steuerung allseitig ein Abstand von 300 mm zu diesen Ausrüstungen gefordert.
Für alle Rahmenaufbauten PS 2000 ist eine maximale Umgebungstemperatur von +55 °C zulässig.

1.8.3. Schrankaufbau PS 2000

Ein EGS-Schrank mit den Abmessungen 1600 mm × 600 mm × × 400 mm dient zur Aufnahme der Rahmenaufbauten nach Abschn. 1.8.2. Die vorder- und rückseitige Anordnung von Schranktüren sichert den allseitigen Zugang zu den konstruktiven Baugruppen. An der rückseitigen Tür ist ein Lüfter angebracht, der in Verbindung mit einem Ansaugfilter sowie einer entsprechenden Dachkonstruktion eine Fremdbelüftung bewirkt. Damit kann den Forderungen nach einer maximalen Schrankumgebungstemperatur von +40 °C und der Erlangung des Schutzgrades IP 43 entsprochen werden. Die Bodenbaugruppe des Schrankes wurde so konzipiert, daß maximal 48 Prozeßkabel eingesetzt werden können. Bild 42 zeigt einen Schrankaufbau PS 2000, der mit einem Rahmenaufbau mittlerer Ausbaustufe ausgerüstet wurde.

msr 7177 (wird fortgesetzt)

Dr.-Ing. *R. Wolf* und Dipl.-Ing. *K. Fiedler*, Magdeburg

Elektronische Schaltungen der Automatisierungstechnik (36)[1)]

Analog-Digital- und Digital-Analog-Umsetzer

Wird Spannungsausgang mit einem Operationsverstärker (OV) (Strom-Spannungs-Wandler) entsprechend Bild 6 realisiert, kann das Einschwingverhalten des relativ langsamen OV die Grenzfrequenz des Umsetzers begrenzen. Das läßt sich durch passive *I/U*-Wandlung vermeiden, dann allerdings bei geringer Ausgangsspannung.

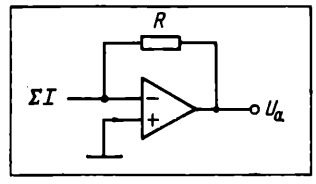


Bild 6
Ausgangsverstärker für Spannungsausgang

2.2. Serien-Umsetzer mit Zwischenspeicher

Setzt man jedes Bit des Digitalworts in zeitlicher Aufeinanderfolge in einen entsprechenden Analogwert um und summiert diese Werte auf einem Zwischenspeicher (Integrator), entsteht ein serielles Umsetzprinzip. Eine andere Möglichkeit ist die Bereitstellung von Impulsen konstanter Amplitude, aber variabler Impulsbreite entsprechend der Bitwertigkeit. Mittelwertbildung liefert dann das analoge Ausgangssignal.
Nachteilig sind die hohe Umsetzzeit und die begrenzte Genauigkeit dieser Verfahren. Sie haben allerdings gewisse Bedeutung in A/D-Umsetzern.

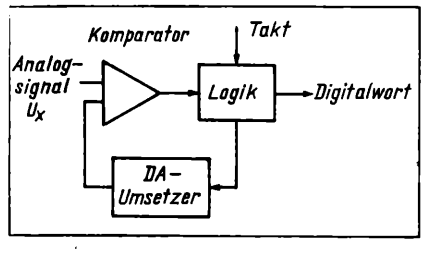


Bild 7
ADU nach dem Kompensationsverfahren

3. Verfahren der Analog-Digital-Umsetzung [6]

3.1. Direkte Umsetzung (Kompensationsverfahren)

Das Prinzip wurde bereits im Abschn. 1.4. angesprochen; Bild 7 zeigt ein entsprechendes Schaltbild.
Der Komparator vergleicht das analoge Eingangssignal mit dem quasianalogen Ausgangssignal des D/A-Umsetzers. Das Digitalwort am Eingang des D/A-Umsetzers wird solange variiert, bis der Komparator minimale Abweichung beider Signale ermittelt. Damit entspricht das zu diesem Zeitpunkt anliegende Digitalwort dem umgesetzten Eingangssignal.
Je nach Schaltung des D/A-Umsetzers, Steuerung des Ablaufs der Umsetzung und Wahl des Codes des Digitalworts ergeben sich Varianten mit unterschiedlichen Eigenschaften, speziell hinsichtlich Aufwand und Umsetzzeit.

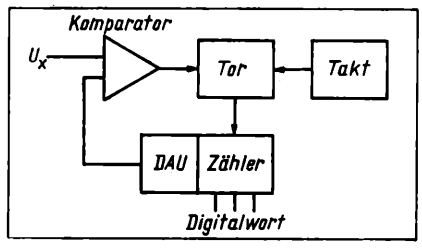


Bild 8
Zählverfahren mit Zähler im DAU

3.1.1. Zählverfahren

Der Aufbau der quantisierten Vergleichsgröße erfolgt nach dem in Abschn. 1.2. (Bild 3a) beschriebenen Prinzip, d. h. es erfolgt eine Variation in Schritten konstanter Breite (ein Maß) bis zur Übereinstimmung. Der D/A-Umsetzer kann als Parallelumsetzer arbeiten, indem er den Stand des Zählers, mit dem das Digitalwort entsprechend der Zahl der notwendigen Quantisierungsschritte ermittelt wird, direkt umsetzt (Bild 8). Die andere Möglichkeit ist die Aufsummierung von Impulsen konstanter Amplitude und Länge. Da die Zahl der Impulse ebenfalls gezählt werden muß, zusätzlich aber Fehler durch die Impulsform entstehen, ergibt sich praktisch kein Vorteil (Bild 9).
Das Zählverfahren ist einfach in der Realisierung, aber langsam, so daß es kaum angewandt wird. Ändert sich das Eingangssignal langsam, läßt sich die Umsetzzeit verkürzen, indem das Vergleichssignal nicht in jedem Zyklus neu aufgebaut, sondern dem Eingangssignal nachgeführt wird (Nachlaufverschlüssler). Das ist durch die Verwendung eines Vorwärts-Rückwärtszählers im D/A-Umsetzer möglich.

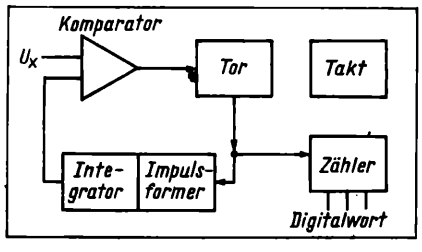


Bild 9
Zählverfahren mit Integrator im DAU

3.1.2. Stufenumsetzer (Sukzessive Approximation) [7]

Das Vergleichssignal wird dem Meßsignal iterativ in Schritten unterschiedlicher Breite angenähert (siehe Bild 2b), das heißt, es wird ein Maßsatz zum Aufbau des Vergleichssignals verwendet. Der Maßsatz läßt sich entsprechend der Kodierung des Digitalworts variabel gestalten. Damit ist eine Optimierung hinsichtlich Aufwand und Umsetzzeit möglich. Erreichbar sind Zeiten von 100 ns/bit. Prinzipiell arbeiten diese Umsetzer nach Bild 8. Die unterschiedlichen Wertigkeiten der Schritte ergeben sich durch die Möglichkeit, die einzelnen Stellen (Wertigkeiten) des Zählers getrennt anzusteuern. Zu große Schritte können als falsch erkannt und zurückgeschaltet werden, wenn zwischen Zähler und D/A-Umsetzer ein frei löschbarer Zwischenspeicher eingeschaltet wird. Der Speicherinhalt stellt dann das Digitalwort dar (Bild 10). Es wird ein festes Programm abgearbeitet, das mit MSB beginnt und mit LSB endet. Bild 11 zeigt, wie die beste Approximation erreicht wird.

[1)] Teil 35 erschien im Heft 1/1982.

Tafel 1. Daten von Einchip-ADU [4]

Typ	Hersteller	Auflösung/bit	Technologie	Prinzip	Umsetzzeit/µs	Eingang	Genauigkeit	Nichtlinearität	Differentielle Nichtlinearität
AD7570J	Analog Devices	8	CMOS	Sukzessive Approximation	< 40	< $-U_{ref}$	0,5 LSB		0,5 LSB
AD7570L		10	CMOS		<120	(± 25V)	0,5 LSB		0,5 LSB
ZN 432	Ferranti	10	bipolar		20	± 2,5V		0,5 LSB	
MM 5357	National Semiconductors	8	D-MOS		60	$U_i = U_{ref}$ (10V)		< 0,5 LSB	< 0,5 LSB
ADC-EK 8B	Datel	8	CMOS	Charge-Balancing	1800	0 ... 10 µA		0,5 LSB	< 0,5 LSB
ADC-EK 12B		12			2400	0 ... 10 µA		0,5 LSB	< 0,5 LSB
AD7550	Analog Devices	13	CMOS	Quadslope	40000	$U_i \approx 0{,}5 \cdot U_{ref}$	0,5 LSB		0,5 LSB

Das Prinzip der sukzessiven Approximation hat zentrale Bedeutung erlangt, denn es gestattet die Integration (monolithisch oder Hybridtechnik) von schnellen und genauen A/D-Umsetzern. Tafel 1 gibt Beispiele dafür [4].

3.1.3. Parallelumsetzer

Entsprechend der Auflösung existiert für jeden Schritt der Vergleichsgröße ein Vergleichssignal und ein Komparator. Die Umsetzung kann damit in einem Schritt erfolgen, d. h. die Umsetzzeiten sind sehr gering. Allerdings wird das mit einem unverhältnismäßig hohen Aufwand erkauft, so daß derartige Umsetzer Spezialanwendungen mit kleiner Auflösung und hohen Geschwindigkeitsforderungen vorbehalten sind.

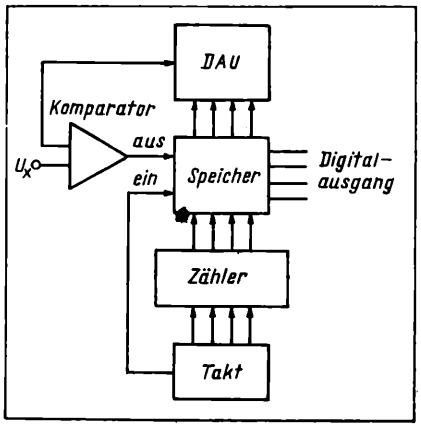


Bild 10
Stufenumsetzer

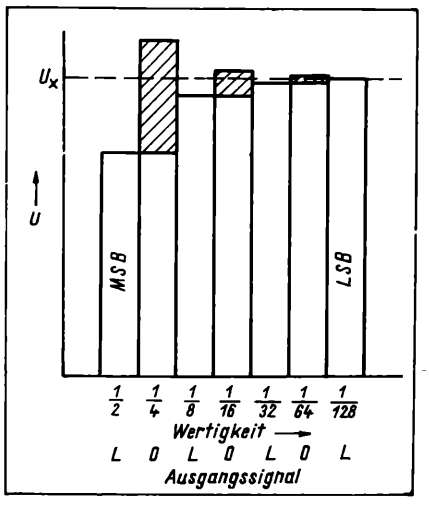


Bild 11
Verlauf der Kompensationsspannung beim Stufenumsetzer

3.1.4. Zusatzbaugruppen

3.1.4.1. Analogspeicher

Da die bisher beschriebenen Verfahren Momentanwertumsetzung ausführen, muß das Eingangssignal während der Umsetzzeit konstant bleiben, um eindeutige Verhältnisse zu erhalten. Der exakte Zeitpunkt der Abtastung ist z. T. von der Größe der Eingangssignale abhängig und somit nicht bekannt. Ist die Bedingung der Konstanz nicht erfüllt, muß der Wert des Eingangssignals für die Dauer der Umsetzzeit zwischengespeichert werden.

Die Schaltung nach Bild 12 [8] folgt während der Einschaltdauer T (Schalter geschlossen) bis zur maximal zulässigen Änderungsgeschwindigkeit des Eingangssignals exakt diesem Signal (Bedingung $T_0 = R_0C_0 \ll T$). Wird der Schalter geöffnet, hält die Ausgangsspannung ihren Wert (Speicherung). Die Dauer der Speicherzeit ist von der Eigenzeitkonstante des Kondensators (Selbstentladung) und von der Entladung durch den Eingangsstrom des OV abhängig.

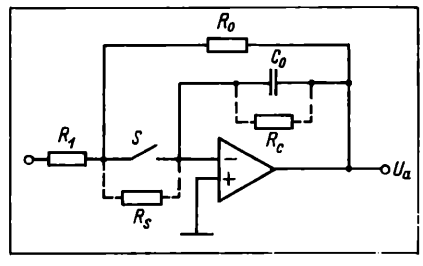


Bild 12
Analogspeicher (Abtast- und Halteglied)

3.1.4.2. Driftkompensation [9]

Jeder A/D-Umsetzer enthält, unabhängig vom Wirkprinzip, analoge Baugruppen, die den bekannten Drifteinflüssen unterliegen. Diese Fehler sind nicht vernachlässigbar, wenn sie sich der Größe des LSB nähern, für hochgenaue Umsetzer sind also Korrekturschaltungen nötig. Als Fehlereinfluß überwiegt der Anteil des Offset, also des Nullpunktfehlers, so daß nur seine Korrektur betrachtet werden soll. Durch die automatische Nullpunktkorrektur wird der Bedarf an hochstabilen Analogbauelementen gesenkt, allerdings auf Kosten der Umsetzgeschwindigkeit, da die Zeit für den Korrekturvorgang zur Umsetzzeit hinzukommt.

msr 7526 (wird fortgesetzt)

Grobtest zur Fehlerlokalisierung in thermomagnetischen Sauerstoffanalysatoren

IA 3.2.4.

0. Einleitung

Thermomagnetische Sauerstoffanalysatoren arbeiten vorwiegend nach dem Ringkammerverfahren. Eine thermostatisierte, drehbar gelagerte Ringkammer mit einem Querröhrchen wird vom Meßgas durchströmt.
Durch den temperaturabhängigen Paramagnetismus des sauerstoffhaltigen Meßgases kommt es zu einer Strömung im Querröhrchen (magnetischer Wind), der zu einer Abkühlung der Heizwicklung am Querröhrchen führt. Dies wird in einer temperaturabhängigen Brückenschaltung ausgewertet.
Der vorliegende Grobtest verfolgt das Ziel, dem Anwender derartiger Meßeinrichtungen bei auftretenden Abweichungen des Ausgangssignales vom Meßwert mit einfachen Mitteln eine Lokalisierung der Ursachen zu ermöglichen.

1. Fehlererkennungsmethoden

Zur Lokalisierung von Fehlern bei thermomagnetischen Sauerstoffanalysatoren wird vom Ausgangssignal und seiner zeitabhängigen Änderung ausgegangen.
Der zeitliche Verlauf des Ausgangssignals wird ausgewertet und eine Störursachenhypothese aufgestellt. Diese wird mit einem einfachen Test überprüft. Hierbei ist die Reihenfolge der Tests einzuhalten, da die ersten Tests teilweise Ausschließungsbedingungen enthalten.

2. Grobtest

Die häufigsten Fehler in der Meßgrößenumformung thermomagnetischer Sauerstoffanalysatoren resultieren aus externen Störungen, wie

- Verschmutzung der Gaswege
- Lösungsmitteldämpfe im Gas
- starker Wechsel der Trägergaszusammensetzung.

Nachfolgend werden die Tests (Bild) chronologisch abgearbeitet.

2.1. Kurzzeitige Schwankungen des Ausgangssignals (stochastisch)

Kurzzeitige Schwankungen werden vorrangig durch Undichtheiten der Gasleitungen zur Ringkammer oder durch Querröhrchen- bzw. Kammerundichtheiten hervorgerufen.
Zur Prüfung wird der Ausgang der Abgasleitung fest verschlossen und ein Überdruck von etwa 10^4 Pa angelegt, dessen Druckabfall innerhalb von 2 min $< 0{,}5\%$ sein muß, wenn dieser Fehler ausgeschlossen wird.

gestörter Verlauf des Ausgangssignals	Kennzeichnung der Störung	Test	Testantwortsignal	Störungsursache
1.	kurzzeitige Schwankungen (stochastisch)	Ausgang verstopfen, Druck am Eingang anlegen (etwa 5000 · 10^4 Pa)		bei Druckabfall Undichtheit des Meßkreises (Röhrchendruck, Kammerundichtheit)
2.	stetige Drift, keine Undichtheit	Kammerwechsel oder Ausheizen der Kammer über 1–2 Tage		Veränderung des Klebers an der Ringkammer (evtl. Lösungsmittel im Gas)
3.	geringe, stetige Drift, keine Undichtheit, Ausheizen bringt geringen Erfolg	Kammerwechsel		Kleber am Röhrchen, Fehler auf Prüfstand, beim Neuaufbau
4.	stetiger Empfindlichkeitsabfall und/oder Nullpunktabweichung, keine Undichtheit	Säubern der Kammer mit H_2O, Benetzen, destilliertes H_2O, Trockenblasen mit N_2		Verschmutzung der Kammer
5.	nichtperiodische, langfristige Änderungen	N_2, O_2-Prüfgas		Trägergasabhängigkeit → Wechsel der Restgaszusammensetzung!
6.	periodische, kleine Wechsel	Kontaktthermometerwechsel		Dynamikverschlechterung des Temperaturmeßfühlers
7.	Abnahme der Empfindlichkeit, plötzlicher Abfall des Analysators	Temperaturregelkreis überprüfen, Kontaktthermometer auswechseln		Thermostat überheizt, Übertemperatursicherung schaltet den Analysator aus
8.	Trägergas ohne Sauerstoff ruft Signal unter Null hervor (nur bei kleinen Meßbereichen erkennbar)	Trägergas nach Analyse ohne O_2 einleiten		Trägergaszusammensetzung hat sich geändert
9.	Nullpunkt nicht einstellbar, bei Trägergas ohne O_2	Nullpunktpotentiometer vergrößern, Kammer waagerecht stellen		Heizwicklung an der Kammer überlastet → wechseln (Gerät hängt schräg)
10.	Überspannung am Ausgang	Meßkammer auswechseln		Drahtbruch in der Meßbrücke
11.	kein Meßsignal	keine Brückenspannung an den Kontrollbuchsen → Konstantspannungsquelle auswechseln		Konstantspannungsquelle defekt
12.	keine Meßsignale	Brückenspannung an Kontrollbuchsen nicht an der Ringkammer, Meßbrücke überprüfen		Drahtbruch in der Brücke

Bild. Tests zur Fehlerlokalisierung

2.2. Stetige Drift

Tritt eine stetige Drift des Ausgangssignals bei Inbetriebnahme eines Analysators auf und ist keine Undichtheit vorhanden, muß die Ringkammer 1 bis 2 Tage ausgeheizt bzw. gewechselt werden, da Ausgasungen des Klebers am Querröhrchen oder an der Kammer die Ursache sind. Stetige Drift nach längerem Betrieb wird vorrangig durch Lösungsmitteldämpfe im Meßgas verursacht.

2.3. Geringe stetige Drift

Tritt eine geringe stetige Drift bei einer Neuinstallation auf und die bisherigen Tests verliefen ergebnislos, ist die Kammer zu wechseln, da mit hoher Wahrscheinlichkeit Kleber am Querröhrchen zu dieser Erscheinung führt.

2.4. Stetiger Empfindlichkeitsabfall

Tritt ein stetiger langsamer Empfindlichkeitsabfall auf und die bisherigen Tests verliefen negativ, so ist die Ringkammer verschmutzt und muß gereinigt werden.

2.5. Nichtperiodische langfristige Änderungen

Nichtperiodische langfristige Änderungen werden vorrangig durch Änderung des Restgases hervorgerufen, wenn die Dichte, die spezifische Wärme oder die Viskosität schwankt. Die Überprüfung erfolgt mit einem Stickstoff-Sauerstoff-Gemisch bebekannter Zusammensetzung.

2.6. Periodische kurzfristige Wechsel

Periodische kurzfristige Wechsel des Ausgangssignals sind Folgen einer Dynamikänderung des Thermostaten. Sie werden vorrangig durch Dynamikänderungen des Temperaturfühlers hervorgerufen.

2.7. Empfindlichkeitsabnahme und Totalausfall

Störungen im Temperaturregelkreis des Thermostaten führen meist zu einer Überheizung der Meßeinrichtung, so daß die Empfindlichkeit sinkt, da das Ausgangssignal Xa dem Quadrat der Temperatur umgekehrt proportional ist. Hat diese Überheizung einen internen Grenzwert überschritten, kommt es zu einer Totalabschaltung des Analysators.

2.8. Signale unter Null

Sinkt das Ausgangssignal unter Null bei sauerstofffreiem Trägergas, so ist das Trägergas zu analysieren, da sich seine Zusammensetzung geändert hat. Mit dem neuen Trägergas ist eine Neujustage des Gerätes durchzuführen. Der Effekt tritt vorwiegend bei Trägergasänderungen in Meßbereichen auf, deren Endwert kleiner 5% ist.

2.9. Nullpunkt nicht einstellbar

Ist der Nullpunkt ohne Sauerstoff im Meßgas nicht einstellbar, reicht der Bereich des Nullpunktpotentiometers nicht aus. Ursache hierfür ist meist eine Schräglage des Gerätes. Sollte der Effekt trotz waagerechter Lage des Analysators weiter auftreten, ist die Heizwicklung am Querröhrchen überlastet. Die Kammer muß gewechselt werden.

2.10. Endpunktsignale

Überspannungen am Ausgang oder fehlende Ausgangssignale haben ihre Ursache in Drahtbrüchen oder fehlender Spannungsversorgung.
Mit den vorgestellten 12 Tests ist es möglich, typische Störungen in thermomagnetischen Sauerstoffmeßeinrichtungen zu lokalisieren.

Zusammenfassung

Mit vorliegenden Tests soll dem Nutzer von thermomagnetischen Analysatoren eine Anleitung gegeben werden, die es ihm ermöglicht, auftretende Meßsignalveränderungen zu analysieren und die Störungsursachen einfach zu beseitigen.

msr 7512 Prof. Dr. sc. techn. *H. Gatzmanga* und Dipl.-Chem. *R. Lux*, Ingenieurhochschule Köthen und VEB Junkalor Dessau.
Mitteilung aus dem VEB Junkalor Dessau.

Volterra-Modelle für nichtlineare und instationäre Systeme und deren Äquivalenztransformationen

IA 2.3.2.

0. Einleitung

In der Ökologie spielen von je her die sog. Volterra-Lotka-Modelle eine herausragende Rolle. Im autonomen Fall sind sie von der Gestalt

$$dx_i/dt = x_i\left(e_i - \sum_j g_{ij}x_j\right); \qquad i = 0, 1, 2, \ldots, n$$

Sie wurden eingeführt von *Verhulst* [1], für ökologische Prozesse propagiert durch *Lotka* [2] und mathematisch diskutiert und in vielfältiger Weise auf biologische und soziale Prozesse angewandt durch *Volterra* [3].
Zeitweilig ging jedoch ihre Bedeutung zurück, weil man durch die Molekularbiologie, Enzymkinetik [4] bzw. durch die chemische Reaktionskinetik gezwungen war, andere kinetische Triebkraftmodelle in Anwendung zu bringen.
In [5] ist es gelungen, über ein allgemeines Prinzip zum Strukturentwurf instationärer und nichtlinearer Systeme faktisch den Nachweis zu führen, daß die meisten durch gewöhnliche Differentialgleichungen beschriebenen Systeme durch lineare Netze aus Addition, Konstantenmultiplikation und dem Exponentialintegrator als Basismodul realisiert werden können. Dies bedeutet aber, daß die Volterra-Gleichungen ein universelles Beschreibungshilfsmittel sind, so daß man durch Einführung zusätzlicher Zustandsgrößen alle anderen kinetischen Gesetze auf Volterrasche Gesetze zurückführen kann.
In [6] wurde die Wichtigkeit dieses Strukturentwurfs für die Ökologie herausgearbeitet, indem die verschiedensten Wachstumsmodelle durch einheitliche Konzepte wiedergegeben wurden (Potenzproduktkonzept, Pearson-Konzept), und in [7] wurde ein Verfahren zur Parameteridentifikation des Potenzprodukttriebkraftmodells vorgestellt.
Da aber der Strukturentwurf durch die Flexibilität der Entwurfsregeln nicht zu einer einzigen Volterra-Darstellung führt, sondern eine Vielzahl äquivalenter Darstellungen möglich ist, erhebt sich das wichtige Problem der Äquivalenztransformation, d. h. des unmittelbaren Übergangs von einer Volterra-Darstellung für eine gegebene Differentialgleichung zu äquivalenten Volterra-Darstellungen.
Die Beantwortung dieser Frage ist das Hauptziel des Beitrages. Dabei zeigt sich eine starke Analogie zu all dem, was man aus der Theorie der linearen mehrvariablen Systeme weiß.
Allerdings zeigt sich, daß für die Äquivalenztransformationen die echte Volterra-Darstellung etwas unhandlich ist, daher wird

der Umweg über eine naheliegende Verallgemeinerung beschritten.

Der Einfachheit halber wird das Volterra-Konzept im weiteren sehr stark verallgemeinert, damit öffnet sich zugleich der Weg zur Betrachtung von Strukturen, bei denen der Basisoperator nicht die logarithmische Ableitung (oder der Exponentialintegrator) ist, sondern ein anderer monotoner Operator.

Die Bedeutung dieser Ergebnisse für die Regelungstechnik liegt darin, daß es damit gelungen ist, im wesentlichen beliebige nichtlineare und instationäre Verhaltensweisen von Regelungssystemen einer völlig einheitlichen Behandlung zu unterwerfen, so daß die stückweise lineare Approximation in den Hintergrund gedrängt werden wird. Singuläre Verhaltensweisen (z. B. nichtlineare Oszillationen), Bifurkationen, strange attractors usw., alle diese Erscheinungsformen im Zusammenhang mit relativ speziellen nichtlinearen Differentialgleichungen beobachtet, werden damit zu Eigenschaften geeigneter Volterra-Systeme.

1. Einführung verallgemeinerter Volterra-Systeme

Wir führen die notwendige Verallgemeinerung in zwei Stufen durch. Zunächst lösen wir uns vom üblichen Volterra-System, indem wir neben den linearen Termen auch Terme höherer Ordnung zulassen (in Verallgemeinerung von [8]) und auch neben den Zustandsgrößen x_i das Wirken exogener Steuergrößen y_j vorsehen. Danach lösen wir uns vom Grundoperator, der logarithmischen Ableitung, und führen einen wesentlich allgemeineren Basisoperator ein und ihm zugehörig das dem verallgemeinerten Volterra-System zugehörige System.

Verallgemeinerte Volterra-Systeme sollen durch Gleichungen der folgenden Form gegeben sein:

$$\mathrm{d}x_i/\mathrm{d}t_i = x_i \left(\sum_J A_{iJ} \prod_r x_r^{a_{Jr}} \prod_s y_s^{b_{Js}} \right) .$$

Ein verallgemeinertes Volterra-System ist also durch die 3 Matrizen

$$\boldsymbol{A} = (A_{iJ}) , \qquad \boldsymbol{a} = (a_{Jr}) \quad \text{und} \quad \boldsymbol{b} = (b_{Js})$$

beschrieben. Dabei durchlaufen i, r den Indexbereich $0, 1, \ldots, n$ der Zustandsgrößen x und s durchläuft den Indexbereich $0, 1, \ldots, m$ der Steuergrößen y. J ist ein Termindex, der die Produktterme beliebig durchnumeriert.

Evident ist die enge Verwandtschaft zur bilinearen Steuerung [9], wenn nämlich alle Produktterme linear sind.

Nunmehr führen wir anstelle der logarithmischen Ableitung einen anderen Grundoperator ein, vermöge der folgenden definierenden Gleichung für den Grundmodul:

$$\mathrm{d}F(x)/\mathrm{d}t = Ky .$$

Im Falle der linearen Systeme ist $F(u) = u$, im Falle der Volterra-Gleichungen ist $F(u) = \ln u$. Wir setzen lediglich voraus, daß F eine differenzierbare und monotone Funktion ist (streng monoton).

Analog zu den Produkttermen in der verallgemeinerten Volterra-Gleichung sollen nunmehr die Produktterme die folgende Gestalt haben:

$$F^{-1} \left(\sum_r a_{Jr} F(x_r) + \sum_s b_{Js} F(y_s) \right)$$

(dies ist ein verallgemeinertes Superpositionsgesetz). Für $F(u) = \ln u$ kommen offenbar gerade die Volterraschen Produktterme und für $F(u) = u$ kommt einfach eine lineare Superposition heraus. Die den verallgemeinerten Volterra-Gleichungen entsprechende Systembeschreibung hat nunmehr die folgende Gestalt:

$$\mathrm{d}F(x_i)/\mathrm{d}t = \sum_J A_{iJ} F^{-1} \left(\sum_r a_{Jr} F(x_r) + \sum_s b_{Js} F(y_s) \right) .$$

Diese Gestalt ist in übersichtlicher Weise geeignet für die Durchführung von Äquivalenztransformationen.

2. Äquivalenztransformationen für verallgemeinerte Volterra-Systeme

Grundlegend für die Äquivalenztransformation sind Koordinatentransformationen, die sich eng an den oben eingeführten Termbegriff anlehnen.

Wir gehen von den gegebenen Koordinaten x über zu neuen Koordinaten z mit Hilfe der folgenden Termtransformation:

$$x_r = F^{-1} \left(\sum_w g_{rw} F(z_w) \right) .$$

Dabei setzen wir voraus, daß die Transformationsmatrix $\boldsymbol{g} = (g_{rw})$ regulär ist. Dann nämlich läßt sich die Koordinatentransformation rückgängig machen durch

$$z_w = F^{-1} \left(\sum_r g_{wr}^{-1} F(x_r) \right) .$$

Dann vollziehen sich an den betreffenden Systembeschreibungen offenbar Äquivalenztransformationen.

Wir müssen durch Einsetzen der Koordinatentransformation in die Systemgleichung feststellen, wie diese sich infolge der Äquivalenztransformation verändert.

Offenbar erhalten wir folgendes Resultat:

$$\mathrm{d}F(z_w)/\mathrm{d}t = \sum_{i,J} g_{wi}^{-1} A_{iJ} F^{-1} \left(\sum_{u,t} a_{Ju} g_{ut} F(z_t) + \sum_s b_{Js} F(y_s) \right) .$$

Demnach bleibt die verallgemeinerte Systembeschreibung unter einer solchen Koordinatentransformation invariant, und die Systemmatrizen ändern sich wie folgt:

$$(\boldsymbol{A}, \boldsymbol{a}, \boldsymbol{b}) \to (\boldsymbol{g}^{-1}\boldsymbol{A}, \boldsymbol{a}\,\boldsymbol{g}, \boldsymbol{b}) .$$

Dies ist natürlich die Grundlage einer Normalformentheorie ähnlich der Kalmanschen Theorie für die mehrvariablen linearen Systeme.

Darüber soll hier nicht in abgerundeter Form berichtet werden. Im nächsten Abschnitt werden nur einige wichtige Möglichkeiten diskutiert, die zu gewissen Normalformen bzw. Reduktionen des Zustandsraumes führen können.

3. Gezielte Änderung der Systembeschreibung mit Äquivalenztransformationen

Der Zweckmäßigkeit halber verwenden wir für die nachfolgende Diskussion das Ausdruckmittel biorthogonaler Systeme.

(f_i) und (g_j) bilden ein Biorthogonalsystem, wenn gilt

$$(f_i, g_j) = \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{für} \quad i = j \\ 0 & \text{für} \quad i \neq j . \end{cases}$$

Dabei bedeutet (f_i, g_j) das Skalarprodukt der betreffenden Vektoren.

Wir wollen für die Zeilenvektoren einer Matrix $\boldsymbol{C} = (c_{ij})$ die Bezeichnung $\boldsymbol{c}_{i.}$ und für die Spaltenvektoren die Bezeichnung $\boldsymbol{c}_{.j}$ vereinbaren.

Das Matrixprodukt zweier Matrizen $\boldsymbol{A}$ und $\boldsymbol{B}$ läßt sich nun wie folgt schreiben:

$$\boldsymbol{C} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{B} = (c_{ik}) ; \qquad c_{ik} = \sum_r a_{ir} b_{rk} = (\boldsymbol{a}_{i.}, \boldsymbol{b}_{.k}) .$$

Wegen $\boldsymbol{g}.\boldsymbol{g}^{-1} = \boldsymbol{E} = (\delta_{ik})$ bilden die Zeilenvektoren $\boldsymbol{g}_{i.}$ von $\boldsymbol{g}$ zusammen mit den Spaltenvektoren $\boldsymbol{g}_{.k}^{-1}$ ein Biorthogonalsystem.

Zur Diskussion möglicher Normalformen der verallgemeinerten Volterra-Systeme unterscheiden wir 4 Fälle im Verhalten der Matrizen $(\boldsymbol{A}, \boldsymbol{a})$ ($i = 0, 1, 2, \ldots, n$ ist die Indizierung der Zustandsgrößen x_i):

1. In $\boldsymbol{A}$ gäbe es $n + 1$ linear unabhängige Spaltenvektoren $\boldsymbol{A}_{.J}$. Dies kann auf mehrere verschiedene Arten geschehen. Wir denken uns irgendeine Art ausgewählt und numerieren die

Terme J so um, daß die betreffenden Spalten die Spalten $J = 0, 1, \ldots, n$ sind.

Diese Spalten mögen die Koordinatentransformation g aufspannen. Dann entsteht eine neue Systemmatrix $g^{-1}A$ mit einer Struktur, die in den ersten $n + 1$ Spalten die Einheitsmatrix ist und in den übrigen Spalten eine nicht weiter eingeschränkte Besetzung hat.

Interessant ist hier besonders der Spezialfall, daß die Matrix A genau $n + 1$ linear unabhängige Spalten hat. Dann ergibt sich nämlich für $g^{-1}A$ die Einheitsmatrix, und damit steht nunmehr in jeder Systemgleichung nur noch ein Term.

Wir nennen das so entstehende Gebilde „Produktnormalform".

2. In A gäbe es $s < n + 1$ linear unabhängige Spaltenvektoren $A_{.J}$

   Wir bringen diese durch Vertauschung an die linke Seite von A und ergänzen die linear unabhängigen Spalten in beliebiger Weise zu einem System von $n + 1$ linearunabhängigen Spalten $g_{.k}$, von denen aber nur die für $k = 0, 1, \ldots, s-1$ der Matrix A entstammen. In $g^{-1}A$ werden dadurch die Zeilen $s, s + 1, \ldots, n$ identisch Null, weil die Vektoren $g^{-1}_{i.}$ sich auf die Ergänzungsvektoren in g beziehen.

   Damit werden aber die Systemgleichungen $\mathrm{d}F(z_i)/\mathrm{d}t = 0$ für $i = s, \ldots, n$ nach Ausführung der Transformation, und damit werden die Zustandsgrößen z_i überflüssig. Dementsprechend ist eine Systemreduktion durch Übergang zu dieser Normalform möglich. Das z_i ist dann ein 1. Integral.

3. In a gäbe es $n+1$ linearunabhängige Zeilenvektoren $a_{J.}$. Die $n+1$ linear unabhängigen Zeilenvektoren $a_{J.}$ bringen wir durch Termvertauschung an die obersten Stellen $J = 0, 1, \ldots, n$ und wählen sie als Zeilenvektoren der inversen Koordinatentransformation g^{-1}, d. h. als $g^{-1}_{i.}$.

   Die Rechtsmultiplikation mit g bei $a \cdot g$ nach Koordinatentransformation sorgt dann dafür, daß in $a \cdot g$ oben die $n+1$-dimensionale Einheitsmatrix steht. Demnach stehen in den betreffenden Systemgleichungen nur „lineare" Terme, die restlichen Zeilen sind weiter mit gemischten „Produkt-Termen" besetzt.

   Gibt es in a genau $n + 1$ Terme und sind diese linear unabhängig, so entsteht die sog. „Summenform" der verallgemeinerten Volterra-Gleichung, die offenbar genau der Volterra-Gleichung im herkömmlichen Sinne entspricht.

4. In a gäbe es $s < n + 1$ linear unabhängige Zeilenvektoren $a_{J.}$. Diese bringen wir durch Termvertauschung wieder an die oberste Stelle d. h. an die Stellen $J = 0, 1, \ldots, s - 1$ und wählen sie zu Zeilenvektoren von g^{-1}, d. h. als $g^{-1}_{J.}$. Sodann ergänzen wir diese zu einer vollen Basis, d. h. zur Matrix g^{-1}.

   Die Spalten der dazugehörigen Matrix $g : g_{.j}$ bilden mit $g^{-1}_{i.}$ zusammen ein Biorthogonalsystem.

   Damit ergibt sich aber, daß bei der Matrix $a \cdot g$ alle Spalten mit Indizes größer als $s - 1$ nur aus Nullen bestehen, denn es ist ja

   $$(a \cdot g)_{ik} = (a_{i.}, g_{.k}),$$

   und alle $g_{.k}$ mit $k \geqq s$ stehen laut Konstruktion auf allen Zeilenvektoren von a senkrecht.

Damit ergibt sich folgendes Resultat:

Die ersten s Zeilen der Systembeschreibung enthalten nur „lineare" Terme in den Zustandsgrößen $z_0, z_1, \ldots, z_{s-1}$. Die folgenden Zustandsgleichungen enthalten zwar gemischte Terme, diese wiederum hängen aber nicht von z_j für $j \geqq s$ ab. Damit sind alle Gleichungen für $j \geqq s$ redundant, weil die betreffenden Zustandsgrößen den Charakter von Hilfsvariablen haben, die nicht auf die Zustandsgrößen für $i \leqq s - 1$ zurückwirken können.

Bemerkung: Durch Anwendung des Strukturentwurfsprinzips [5] können nachfolgend alle Produktterme zu linearen Termen abgebaut werden, wenn man in Kauf nimmt, daß die Dimension des Zustandsraumes sich entsprechend erhöhen darf.

Literatur

[1] *Verhulst, P. F.:* Nuov. Mem. Acad. Roy Bruxelles (1845) 18, I and (1847) 20, I.

[2] *Lotka, A. J.:* J. Phys. Chem. (1910) No. 14, p. 271; Proc. Nat. Acad. Sci. U.S. (1920), No. 6, p. 410.

[3] *Volterra, V.:* Lecon sur la theorie mathematique de la lutte pour la vie. Paris: Gauthier-Villars 1931.

[4] *Eigen, M.; Schuster, F.:* The Hypercyle. Westberlin: Springer-Verlag 1979.

[5] *Mende, W.; Peschel, M.:* Strukturentwurf für instationäre und nichtlineare Systeme. msr 24 (1981) H. 10, S. 581–583.

[6] *Mende, W.; Peschel, M.:* Probleme der mathematischen Modellierung von Evolutionsprozessen. msr 24 (1981) H. 11, S. 602–606.

[7] *Peschel, M.; Mende, W.:* Identifikation von Triebkraftmodellen vom Potenzproduktтyp. msr (in Vorbereitung).

[8] *Itoh, Y.:* Non-associative Algebra and Lotka-Volterra Equation with ternary Interaction. Inst. of Statistical Mathem. Tokyo, Nonlinear analyt. theory, methods and appl. (GB) 5 (1981) No. 1, pp. 53–56.

[9] *Mohler, R. R.; Rink, R. E.:* Multivariable bilinear System Control, Preprints of the IFAC Symposium on Multivariable Control Systems, Düsseldorf, 1968.

msr 7551

Prof. Dr. rer. nat. habil. *M. Peschel* und Dipl.-Math. *W. Mende*, AdW der DDR, FB Mathematik/Kybernetik, und Institut für Geografie und Geoökologie

---

(Fortsetzung von S. 91)

Betrachtet man Bild 6 unter dem Gesichtspunkt des relativen Fehlers, den man durch die asymptotische $H(t)$-Abschätzung begeht, so kann man feststellen, daß dieser relative Fehler grundsätzlich um so geringer ausfallen wird, je kleiner die mittlere Nutzungsdauer μ und je geringer der t-Wert ist. Setzt man als Maßzahl für diesen relativen Fehler unter Nutzung von Gl. (27) die Größe

$$\delta = \frac{\frac{1}{2}|1 - v_L^2|}{t/\mu} = \frac{|1 - v_L^2|}{2t}\mu, \tag{32}$$

so erkennt man, daß δ um so größer ausfallen wird, je größer μ und je kleiner v_L (bei feststehendem t-Wert) ist. Zwischen μ und v_L besteht in der Praxis ein enger indirekter (stochastischer) Zusammenhang, da v_L im allgemeinen klein wird, wenn die mittlere Nutzungsdauer μ hohe Werte erreicht und die Standardabweichung keine sehr großen Werte annimmt.

Erstrebenswert sind in der Praxis solche Verschleißteile, die eine große mittlere Nutzungsdauer μ und möglichst geringe Streuung σ und damit einen sehr kleinen Variationskoeffizienten v_L haben. Deshalb wird gemäß Gl. (32) der relative Fehler der asymptotischen $H(t)$-Abschätzung bei sehr „guten" Verschleißteilen besonders hoch.

Aus diesen Gründen ist es notwendig, bei der Bestimmung der Erneuerungsfunktion $H(t)$ und ihres Konfidenzintervalls sowie bei der $n(t)$-Festlegung um so stärker den geschlossenen Darstellungen gegenüber den asymptotischen Abschätzungen den Vorzug zu geben, je „besser" die betrachteten Verschleißteile sind. Für sehr hohe t-Werte (wobei unbedingt die Größe von t/d beachtet werden muß) schwächt sich diese Schlußfolgerung zugunsten der asymptotischen Abschätzungen ab.

msr 7436

4. CISM-IFToMM-Symposium über Theorie und Praxis von Robotern und Manipulatoren „RoManSy '81"

Vom 8. bis 12. September 1981 fand in Zaborow bei Warschau das 4. Symposium über Theorie und Praxis von Robotern und Manipulatoren „RoManSy '81" statt, das unter Patenschaft des Centre International des Sciences Mecaniques (CISM) und der International Federation for the Theory of Machines and Mechanisms (IFToMM) in Zusammenarbeit mit der Polnischen Akademie der Wissenschaften stand.

Die Anwesenheit von Vertretern führender Roboterforschungseinrichtungen aus 16 Ländern ermöglichte die ausführliche Behandlung von aktuellen Problemen der Grundlagenforschung für die Robotertechnik. Die Schwerpunkte der 37 gehaltenen Vorträge, die als Buchausgabe erscheinen werden, lagen auf den Gebieten der Mechanik von Robotern und Manipulatoren (6 Vorträge), ihrer Steuerung und Simulation (13 Vorträge), der Synthese und des Entwurfs von Robotern (7 Vorträge), der Probleme der Steuerung beweglicher Roboter (10 Vorträge) sowie der Anwendung von Industrierobotern (6 Vorträge).

Die ausführliche Fassung der gehaltenen Vorträge, als Preprint gedruckt, befindet sich im Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse und im Institut für Mechanik der AdW der DDR, Berlin, Kurstraße, bzw. Rudower Chaussee 5.

Es wurde vereinbart, daß das 5. Symposium 1984 in Udine (Italien) stattfindet. msr 7564 *B. Heimann, A. Moltmann*

3. IMEKO-Symposium „Rechnergestützte Meßtechnik" und 1. IMEKO-Sommerschule „Anwendungen der Mikrorechner in der Meßtechnik"

Vom 22. September bis 3. Oktober 1981 fanden das 3. Internationale IMEKO-Symposium zu Problemen der rechnergestützten Meßtechnik und die 1. Internationale IMEKO-Sommerschule zu Anwendungen der Mikrorechner in der Meßtechnik statt. Beide Veranstaltungen wurden von der IMEKO und der JUREMA gemeinsam organisiert und im Inter-University Centre Dubrovnik, SFR Jugoslawien, durchgeführt.

Die Veranstaltungen stellen einen Meilenstein in der internationalen Zusammenarbeit auf dem Gebiet der rechnergestützten Meßtechnik dar.

Sie wurden von insgesamt mehr als 170 Teilnehmern aus 20 Ländern besucht. Plenarvorträge hielten: *D. Hofmann* (DDR), *B. Souček* (SFR Jugoslawien), *J. H. Van den Hende* (Niederlande), *T. Pfeifer* (BRD), *I. Morishita* (Japan) und *E. W. Owen* (USA). An den Sektionsvorträgen waren *E.-G. Woschni*, Karl-Marx-Stadt, und *M. Seifart*, Magdeburg, beteiligt [1] und [2]. Aktuelle Entwicklungstendenzen lassen sich in folgenden Aussagen zusammenfassen:

1. Anwendung der Mikrorechentechnik

1.1. Die Mehrchiprechner werden zu Einchiprechnern weiterentwickelt. Dabei erfolgt der Übergang von 8-bit- über 16-bit- zu 32-bit-Rechnern.

1.2. Technologische Verbesserungen konzentrieren sich auf bekannte und bewährte Rechnerfamilien. Neue Technologien führten zu einer rapiden Reduzierung der Anzahl der notwendigen Bauelemente. Beispielsweise benötigt ein Rechner mit dem Mikroprozessor Intel 8008 etwa 60 Chips, mit Intel 8080 etwa 30 Chips und mit Intel 8085 nur noch 3 Chips, um dieselben Funktionseigenschaften zu haben.

1.3. Mikrorechner werden den bewährten Minirechnern nachgebildet. Ursache dafür sind die lange Erfahrung im Umgang mit Minirechnern und die Verfügbarkeit von getesteten Programmpaketen.

1.4. Die Minirechner der 80er Jahre haben zwar die Abmessungen von Mikrorechnern, arbeiten aber mit der Software der 70er Jahre.

1.5. Die Herstellung der Software wird zunehmend automatisiert, um die Kosten zu senken und die Fehler zu reduzieren.

1.6. Der Absatz der Rechner wird zunehmend durch die Softwarelücke gehemmt. Es ist zu erwarten, daß die Rechnerhersteller zukünftig komplizierte Funktionen in Hardware implementieren. Dadurch werden gleichzeitig gute Voraussetzungen zur Software-Standardisierung geschaffen.

1.7. Es ist zu erwarten, daß die Rechner in wenigen Jahren von sehr arbeits-, zeit- und kostenintensiven Arbeitsgegenständen (Herstellung von Software, Anpassung an die Meß- und Automatisierungsaufgaben) zu echten Arbeitsmitteln weiterentwickelt werden.
Ähnlich wie bei Rundfunk- und Fernsehempfängern kann dann aus einem Überangebot an Funktionskomplexen (Sendern) die gewünschte „Station" durch Knopfdruck gewählt werden.
Der Rechner arbeitet dann als „Sektetär" (Textautomat), „Buchhalter" (Buchungsautomat), „Dispatcher" (Organisationsautomat), „Prüfer" (Testautomat für technische Funktionen), „Arzt" (Testautomat für physiologische und psychologische Funktionen) usw.
Eine schwächer entwickelte Analogie stellen moderne Taschenrechner dar. Sie haben bereits heute für die meisten Anwender ein großes Überangebot an mathematischen Funktionen, die neuerdings teilweise noch durch Musik und (später) Sprachfunktionen ergänzt werden.

1.8. Trotz zunehmender Standardisierung nehmen die Vielgestaltigkeit in Hardware, Software und Interfaces zu.

1.9. Die Komplexität der Problemlösungen mit Rechnern nimmt zu. Es werden in wachsender Anzahl Rechnernetzwerke aufgebaut, in denen Rechner miteinander kommunizieren.

1.10. Eine weitere Leistungssteigerung der digitalen Systeme ist durch ihre zunehmende Parallelisierung analog der Informationsgewinnung und -verarbeitung in biologischen Systemen zu erwarten.

2. Anwendung der Sensortechnik

2.1. Konventionelle Sensoren, wie Thermoelemente, Dehnmeßstreifen, induktive Feinzeiger usw., werden durch moderne Sensoren auf der Basis von Mikroelektronik- und Halbleitertechnologien ergänzt bzw. ersetzt. Typische Beispiele sind:
- Silizium-Technologie für miniaturisierte Kraft-, Druck- und Längen-Sensoren
- Sinter-Technologie für Gas-Sensoren (H_2, CH_4, ...)
- Dünnfilm-Technologie für CO_2- und Feuchte-Sensoren
- MIS- oder MOS-Technologie für Ionenkonzentrationsmessungen (CHEMFET)
- $A^{III}B^{V}$-Technologie für Hall-Sensoren

2.2. Engstellen bei der Informationsgewinnung und -verarbeitung sind durch teilweise technische Nachbildung biologischer Sensorsysteme zu überwinden.
Typische Eigenschaften biologischer Sensorsysteme sind
. sehr zahlreiche Sensoren
. sehr zahlreiche Informationskanäle
. parallele Informationsverarbeitung
. hierarchische Strukturierung
. dezentrale Vorverarbeitung
. Lernfähigkeit

2.3. Für die automatisierte Bildanalyse sind in Abhängigkeit von den speziellen Anwendungsfällen Vidicons, Dissector Tubes und CCD-Zeilen oder Matrizen geeignet und in Anwendung. Die CCD-Zeilen erlangen zunehmende Bedeutung wegen ihrer Empfindlichkeit, ihres Auflösungsvermögens und der technologischen sowie technischen Kompatibilität mit integrierten Schaltkreisen.

2.4. Gegenwärtig ist es billiger und zuverlässiger, große Flächen durch Zeilensensoren (x-Achse) und Positioniersysteme (y-Achse) anstelle von Matrizen abzutasten.

2.5. Für Echtzeitverarbeitung ist eine verdrahtete Bildverarbeitungslogik erforderlich.

2.6. Das Nutzsignal ist durch Herauslösung aus dem Hintergrund zu verstärken (look-up tables).

2.7. Aktuell erzielte Ergebnisse sind:
— Verwendung von 4 CCD-Kameras jeweils mit 2048er-CCD-Zeilen
— Auflösung der Zeilen: 14 µm
— Abtastrate: 2,776 m/s
— Taktzeit: 1 MHz
— Optisches System mit $f = 35$ mm und $F = 1:2$
— verdrahtete Bildverarbeitungslogik mit etwa 3000 integrierten digitalen Schaltkreisen
— Einsatz von 8-bit-Mikroprozessoren
— Transportgeschwindigkeit der glühenden Stahlplatten: 30 m/min
— laterale Auflösung von 1 mm auf 2 m
— longitudinale Auflösung von 1,4 mm
— Identifikation und Aufzeichnung der Fehler setzt Anwendung kombinierter Filter voraus
— 90% von 30 mm tiefen Rissen wurden automatisch erkannt; somit ist die installierte Anlage für diesen Zweck besser als das biologische Sensorsystem des Menschen.

2.8. Bei der Mensch-Maschine-Kommunikation wird die direkte Kommunikation durch taktile, visuelle, auditive, neutrale Sensoren und Aktoren ausgebaut. In der Speichertechnik vollziehen sich der Übergang und die teilweise Ablösung von der magnetischen und elektronischen zur digitalen optischen Aufzeichnung DOR.

3. Rechnergestützte Meßtechnik und Qualitätssicherung

3.1. In der Meßtechnik ist stärker zwischen Erkundungs- und Prozeß-Produkt-Messungen zu unterscheiden. Prozeß-Produkt-Messungen sind in der Industrie als Wiederholaufgaben zu organisieren. Sie müssen stärker zur prozeßinternen Qualitätssicherung herangezogen werden.

3.2. Der Einsatz der rechnergestützten Meßtechnik ist für Zwecke der technischen und medizinischen Diagnostik stark im Wachsen begriffen. Selbstkalibrierende und selbstkorrigierende „intelligente" Meßsysteme gewinnen an Bedeutung.

3.3. Untersuchungsergebnisse aus mehreren Betrieben des Maschinenbaus deuten darauf hin, daß zunehmende Prüfkosten, verursacht durch wachsende Meßstellen und -zeiten sowie steigende Arbeitslöhne für Prüfpersonal, deutlich über den Investitionskosten für Prüfmittel liegen. Es ist zu erwarten, daß die Investition von leistungsstärkeren (teuren) Prüfmitteln die Prüfkosten insgesamt senken kann.

3.4. Die Forderungen nach problemorientierten Lösungen auf der Basis rechnergestützter Meßsysteme mit prüfbarer Software, die metrologisch bestätigt werden kann, nehmen zu. In diesem Zusammenhang ist zwischen partikulären und metrologischen Normalen zu unterscheiden.

3.5. Der IEC-Bus hat sich beim Aufbau von rechnergestützten Meßsystemen für die Prozeßkontrolle wegen seiner maximalen Leitungslänge von 2 bis 6 m nur teilweise bewährt. Es sind gegenwärtig Hardwarelösungen (chips) in der Entwicklung, die eine Serialisierung von IEC auf Zweileiter für Übertragungslängen von 1 bis 2 km ermöglichen werden.

3.6. Gründe für die unbefriedigende Akzeptanz der Rechner in der Prozeßmeß- und -automatisierungstechnik sind zu sehen in
— schnellem Generationswechsel der Rechner, verbunden mit Leistungssteigerung und Preisverfall, dadurch abwartende Haltungen bei den Entwicklern und Anwendern
— fehlenden Standards und Normen für Hardware und vor allem Software, auf die man sich bei der Automatisierung beziehen kann
— fehlenden Spezialisten mit ausreichenden Kenntnissen in Computer- und Meßtechnik zur Herstellung neuer Geräte
— unbefriedigender Zuverlässigkeit einzelner elektronischer Schaltkreise
— dem ungelösten Problem der Priorität in dezentralisierten komplexen Systemen
— der Auswahl ungeeigneter Meßgrößen und der Bevorzugung von diskontinuierlichen Messungen
— der Anwendung teilweise suboptimaler oder fehlerhafter Algorithmen durch die Hersteller und dem (bisher auch erfolgreichen) Bestreben, diese Mängel hinter aparten Knöpfen auf den Frontplatten der Geräte zu verbergen
— unbefriedigendem Qualifikationsniveau bei den Anwendern der Geräte.

4. Qualifizierung

4.1. Durch Kostensenkung und Leistungssteigerung ist ein erheblicher Zuwachs beim Einsatz von kleinen billigen Rechnern zu erwarten. Als grobe Orientierung wird von einer Annäherung der Anzahl der eingesetzten Rechner an die Anzahl der eingesetzten Elektromotoren gesprochen. Das gilt sowohl für den Dienst- wie für den Privatsektor.

4.2. Es ist mit einem Anwachsen der Beschäftigung von Arbeitskräften in der Informationstechnik zu rechnen. Die Arbeitsverhältnisse verschoben sich z. B. in den letzten 100 Jahren in den USA von Landwirtschaft: Industrie: Dienstleistungen: Information von 45%:35%:15%:5% auf 5%:20%:25%:50%!

4.3. Die Aus- und Weiterbildung von Meßtechnikern muß stärker auf die Belange der Digitaltechnik und der rechnergestützten Meßtechnik und Qualitätssicherung ausgerichtet werden.
Das zentrale INQUAMESS-Trainingsprogramm [3] hat sich bewährt und ist in dieser Richtung weiter auszubauen.

Die Volltexte aller Vorträge wurden veröffentlicht [1] und [2] und können vom IMEKO-Sekretariat, H-1371 Budapest 5, POB 457, bezogen werden.

Literatur

[1] *Hofmann, D.; Božičević, J.* (ed.): Computerized Measurement. Dubrovnik, IMEKO/JUREMA 1981.

[2] *Božičević, J.; Finkelstein, L.; Hofmann, D.* (ed.): The Application of Microcomputers in Measurment, Zagreb: JUREMA/IMEKO 1981.

[3] *Hofmann, D.*, u. a.: Rechnergestützte Prüftechnik. Programmpaket INQUAMESS. Berlin: Kammer der Technik 1981.

msr 7558 *D. Hofmann*, Mitglied des Generalrates der IMEKO und Vorsitzender des TC Meßtheorie in der IMEKO

III. Nationale Konferenz mit internationaler Beteiligung „Organisation und Automatisierung der experimentellen Forschung" in Russe (VR Bulgarien) vom 27. bis 30. Mai 1981

Die Anwendung experimenteller Methoden zur Erforschung von Systemzusammenhängen in vielen Gebieten der Naturwissenschaft, der Technik, der Ökonomie und der Ökologie nimmt ständig zu. Diese Tatsache ist auf den erkenntnistheoretischen Gewinn allgemein und die in vielen Fällen volkswirtschaftliche Bedeutung zurückzuführen und wird insbesondere auch durch den ausgereiften Stand der Theorieentwicklung auf den Gebieten der Statistik, der Versuchsplanung, der Optimierung, der Schätzverfahren und der Modellierungs- und Simulationstechnik gefördert.

Die Veranstalter — das Staatliche Komitee für Wissenschaft und technischen Fortschritt und der Zentralrat der wissenschaftlich-technischen Vereinigungen Bulgariens — haben mit der Konferenz ein Thema von hoher Aktualität aufgegriffen bzw. fortgeführt.

Die Teilnahme von etwa 200 Wissenschaftlern — darunter rd. 30% aus dem Ausland, vor allem aus den sozialistischen Ländern —, unterstreicht das Interesse an der Thematik und den internationalen Charakter der Konferenz. Die internationale Wertschätzung kommt auch in der Teilnahme bekannter Wissenschaftler, wie Prof. *Federow* (UdSSR), Prof. *Box* (USA), Prof. *Clarke* (GB) und Prof. *Peterka* (ČSSR), zum Ausdruck.

Die DDR-Delegation war mit 5 Teilnehmern und ebenso vielen Vorträgen vertreten.

Insgesamt umfaßte die Konferenz zwei Plenarsitzungen und 94 Vorträge in den Sektionen

A — Identifikation und Parameterschätzung (37)
B — Planung und Optimierung experimenteller Untersuchungen (36)
C — Automatisierung experimenteller Untersuchungen (21).

Über den Inhalt weiterer 51 eingereichter und in den Preprints enthaltener Beiträge wurde durch den jeweiligen Diskussionsleiter nur kurz informiert. Durch Rundtischgespräche, z. B. über den Zusammenhang zwischen Theorie und Praxis in der Statistik, zu Ausbildungsfragen und zu den Themenkomplexen der Sektionen wurde das interessante Tagungsprogramm abgerundet.

Aufgrund der großen Anzahl der Beiträge muß auf ihre inhaltliche Darlegung verzichtet werden. Als hervorhebenswert werden u. a. die nachfolgenden Vorträge angesehen:

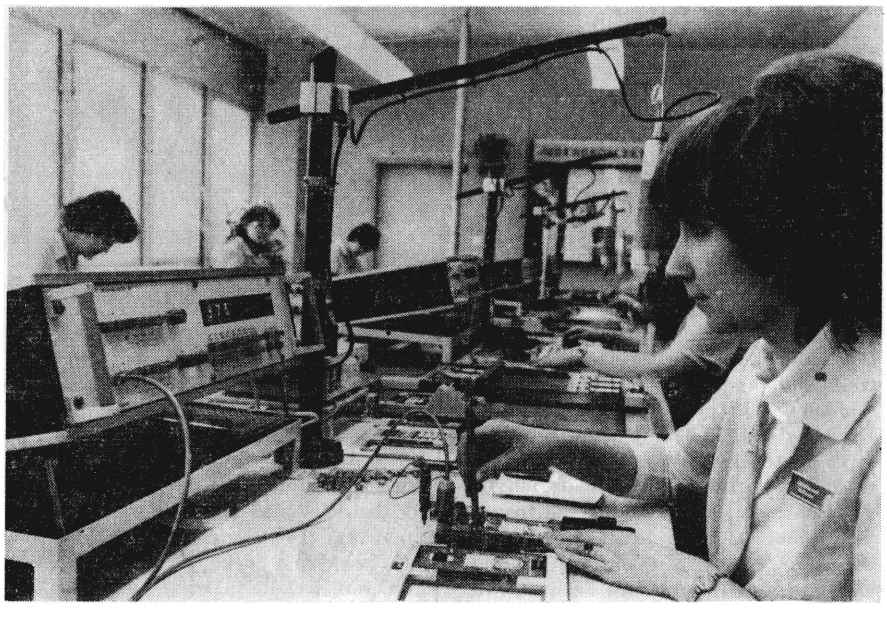
G. E. P. Box (USA): Parametrische Zeitreihen und ihre Anwendungen;
D. W. Clarke (GB): Adaptive Regelung mit Vergleichsmodell;
L. Keviczky (Ungarische VR): Beziehungen zwischen Abtastzeit und diskreten Modellparametern;
V. Peterka (ČSSR): Echtzeit-Parameterschätzung und Ausgangs-Prediktion für Systemmodelle vom Arma-Typ;
T. Petkow (VR Bulgarien): Identifikation und Schätzung ökonomischer und sozialer Objekte;
E. S. Boshanov; *I. N. Vuchkov* (VR Bulgarien): Stand und Probleme der Planung von Regressionsexperimenten;
W. W. Fedorow (UdSSR): Regressionsanalyse bei Vorhandensein von Fehlern in den Prediktoren.

Aus dem Konferenzinhalt lassen sich insgesamt folgende Einschätzungen ableiten:

— Identifikationsverfahren werden auf mehrdimensionale statische und dynamische Systeme ausgedehnt. Dabei werden lineare und zunehmend auch nichtlineare Modelle angewandt. Die eingesetzten Verfahren berücksichtigen auch lernende Systeme.
— Der Anwendungsumfang mathematisch-statistischer Methoden in der Praxis nimmt allgemein stark zu.
— Eine verstärkte Behandlung der Grundlagen und Verfahren der experimentellen Forschung in der Lehre ist bei der Ausbildung von Technikern und Ökonomen erforderlich.
— Von den inhaltlichen Fragen sind besonders hervorzuheben:
  . Bei der Versuchsplanung werden Algorithmen zur Generierung konkreter *G*- bzw. *D*-optimaler Pläne entwickelt
  . Bevorzugung von „robusten" Schätzungen bei der Versuchsauswertung, Berücksichtigung von Fehlern der unabhängigen Variablen
  . Die Verfahren der Zeitreihenanalyse bzw. autoregressive Modelle finden zunehmend Anwendung
  . Der Erzeugung optimaler Testsignale und Testsignalfolgen wird entsprechende Aufmerksamkeit gewidmet
  . Entwicklung anwenderfreundlicher Programmpakete zur automatisierten Planung und Auswertung von Versuchen, z. T. interaktive bzw. Dialogsysteme
  . Starke Zunahme der konkreten Anwendungen in allen gesellschaftlichen Bereichen (insbesondere Petrol- und chemische Industrie)
  . Für die praktische Arbeit sind die Fragen des Optimierungskriteriums (kleinste Fehlerquadrate, kleinste Absolutwerte, Tschebyscheff-Approximation), der Versuchsplananalyse bzw. der Beurteilung der Güte von Versuchsplänen stark zu beachten.

Die Preprints der Vorträge sind in folgenden Instituten vorhanden: Technische Hochschule Leipzig (Prof. *Schäfer*/Prof. *Ehrlich*), Hochschule für Ökonomie Berlin (Dr. *Martin*), Technische Hochschule Ilmenau (Dr. *Otto*), Stickstoffwerk Piesteritz (Dr. *Bendel*).

msr 7562 *H. Ehrlich*



Die Taschenrechner der DDR-Produktion werden im VEB Röhrenwerk Mühlhausen, einem Betrieb des Kombinates Mikroelektronik, gefertigt. Um eine hohe Erzeugnisqualität zu garantieren, sind ständige Kontrollen in den Zwischenphasen der Produktion notwendig. Das Bild zeigt elektronische Einstellarbeiten.

Dr. sc. techn. H. Gatzmanga berufen

Mit Wirkung vom 1. September 1981 wurde Herr Doz. Dr. sc. techn. *Heinz Gatzmanga* zum ordentlichen Professor für Automatisierungstechnik an die Ingenieurhochschule Köthen, Sektion Anlagenbau, berufen.

Wesentliche Stationen seiner fachlichen Entwicklung sind:

- Absolvierung der Polytechnischen Oberschule, Lehre als Chemiefacharbeiter
- Studium an der Ingenieurhochschule für Chemie Köthen (1956 bis 1959)
- Diplomexamen an der Martin-Luther-Universität Halle (1965), Verleihung des Adam-Kuckhoff-Preises in Gold
- Verteidigung der Dissertation A an der Martin-Luther-Universität Halle (1968)
- Verteidigung der Dissertation B an der TH „Carl Schorlemmer" Leuna-Merseburg (1975)
- Dozent für Meß- und Regelungstechnik an der Ingenieurschule Köthen ab 1960, Leiter der Fachrichtung Chemische Technologie ab 1966
- Berufung als Dozent für Prozeßmeßtechnik an die Ingenieurhochschule Köthen (1969)
- Tätigkeit im VEB Junkalor Dessau (1973 bis 1981), ab 1975 als Direktor für Wissenschaft und Technik.

Neben seiner erfolgreichen Lehr- und Leitungstätigkeit hat Prof. *Gatzmanga* wesentliche wissenschaftliche Ergebnisse erzielt. Seine Ernennung zum Direktor für Wissenschaft und Technik des VEB Junkalor Dessau erfolgte nicht zuletzt auf Grund der Position, die er sich als Wissenschaftler insbesondere auf dem Gebiet der Prozeßanalysemeßtechnik erarbeitet hat. Durch die betriebliche Tätigkeit hat Prof. *Gatzmanga* die Richtung der Geräteentwicklung in der DDR auf prozeßmeßtechnischem Gebiet mitbestimmt. In zahlreichen Veröffentlichungen wurden von ihm Trends auf seinem Fachgebiet dargestellt sowie Impulse für die theoretische und konstruktive Lösung von Problemen der Prozeßanalysenmeßtechnik gegeben. Seine wissenschaftlichen Interessen richten sich auf die Entwicklung von Prozeßanalysatoren, vor allem unter dem Gesichtspunkt ihrer Internsteuerung und Internregelung, die Beherrschung der Kopplung Analysator-Prozeß und den Einsatz der Geräte in Regelkreisen zur Qualitätssicherung in der stoffwandelnden Industrie und der Energiewirtschaft.

Die Wertschätzung, die Prof. *Gatzmanga* seitens vieler Fachkollegen genießt, drückt sich auch in der Mitgliedschaft in nationalen und internationalen Entwicklungskollektiven aus. Er ist u. a. im zentralen Arbeitskreis Prozeßsteuerung/Prozeßregelung des Ministeriums Wissenschaft und Technik tätig. Weiterhin nimmt er Einfluß auf die wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit DDR—UdSSR auf dem Gebiet der Prozeßanalysenmeßtechnik.

Seine Kollegen und Mitarbeiter und die Redaktion der Zeitschrift „msr" wünschen Prof. *Gatzmanga* Schaffenskraft und viel Erfolg in seiner weiteren Arbeit.

msr 7565 *J. Breier*

Professor Dr. M. von Ardenne — 75 Jahre

Am 20. Januar 1982 beging Professor Dr. rer. nat. h. c. Dr. med. h. c. *Manfred von Ardenne* seinen 75. Geburtstag. *M. von Ardenne* ist Gründer und Leiter des gleichnamigen Forschungsinstituts in Dresden.

Zu den bedeutendsten Ergebnissen seiner physikalisch-technischen Lebensarbeit gehören die Entwicklung der ersten Mehrsystem-Radioröhren und des ersten Breitbandverstärkers (1926), die Realisierung der heutigen Fernsehtechnik mit Elektronenstrahlröhren (1930), die Erfindungen des elektronenoptischen Bildwandlers (1934) und des Rasterelektronenmikroskopes (1937), die Einführung der Stereomethode in die Elektronenmikroskopie (1940), die Steigerung der Auflösung des Elektronenmikroskopes durch Einführung der Kondensor-Objektiv-Einfeldlinse und die Erfindung der Duoplasmatron-Ionenquelle (1948).

Seit 1955 entstanden, zum Teil unter seiner persönlichen Mitwirkung, in seinem heute auf 450 Mitarbeiter angewachsenen Forschungsinstitut verschiedene technologisch neuartige, international beachtete Produktionsverfahren mit großen Auswirkungen auf die Volkswirtschaft der DDR. Dazu gehören ein ionenoptisch verbessertes Verfahren zur magnetischen Isotopentrennung mit hohem Massentransport bei herabgesetzter Magnetgröße, das zu großer wirtschaftlicher Bedeutung herangereifte Elektronenstrahl-Mehrkammerofen-Verfahren, seine Erfindung des Plasmafeinstrahlbrenners zum Brennschneiden von Metallen, das EBA-Verfahren zur Vakuumbeschichtung von Metallbändern, das Theraflex-Verfahren für Wärmestrahlen reflektireende Mehrfachschichten auf Glas und schließlich verschiedene Entwicklungen aus dem Bereich der bio-medizinischen Technik (verschluckbarer Intestinalsender, Ultraschalldiagnostik, Herz-Lungen-Maschinen für die Herzzentren der DDR, Universal-pO_2-Meßgerät usw.).

1977 entdeckte *M. von Ardenne* den O_2-Mehrschritt-Regenerationsprozeß für das Lunge-Herz-System, der die Grundlage seiner O_2-Mehrschritt-Therapie bildet, die bereits in etwa 100 Kureinrichtungen in Europa praktiziert wird.

Auf Anregung und mit Unterstützung des bedeutenden Krebs-Forschers und Nobelpreisträgers *Otto Warburg* begannen um 1963 seine Forschungen zur Entwicklung der Krebs-Mehrschritt-Therapie. Diese inzwischen weltweit be-

kannt gewordenen Arbeiten eröffneten eine neue Richtung der Krebs-Forschung, die die Schaffung einer Krebs-Therapie hoher Selektivität zum Ziel hat.

1976 gelang *M. von Ardenne* die Erfindung des Selectotherm-Verfahrens mit Rasterbewegung des von einem Kurzwellensender gespeisten Applikators. Durch dieses neue Hyperthermie-Verfahren werden ohne hohe Kreislaufbelastung und mit großer thermischer Homogenität die für das Therapiekonzept notwendigen Temperaturen in Tumoren und Metastasen erreicht. Gleichzeitig entdeckte er einen Mechanismus, der während der Krebs-Mehrschritt-Therapie die selektive irreversible Verschließung der Blutgefäße in allen Krebsgeweben des Organismus bewirkt. Dieser Mechanismus wird bei menschlichen Krebspatienten durch das erwähnte Selectotherm-Verfahren ausgelöst. Die weitere Optimierung dieser Therapie soll in einer vor kurzem eingerichteten klinischen Station an der Medizinischen Akademie Dresden bearbeitet werden.

Die Entdeckung der mehrwöchigen Stimulierung der zellulären Abwehr durch Cyan-Äthylen-Harnstoff im Jahr 1981 und die Gestaltung einer O_2-Mehrschritt-Immunstimulation eröffnen konkrete Wege zu einer effektiven Prophylaxe gegen Krebs bzw. Krebsmetastasen.

Das heute weit über die Grenzen der DDR reichende Echo auf die medizinischen Entdeckungen und Methoden *M. von Ardennes* bzw. seines Arbeitskreises beweist die internationale Bedeutung dieser Arbeiten.

Professor *M. von Ardenne* ist Träger hoher internationaler und nationaler Auszeichnungen, Mitglied der Volkskammer der DDR, Ehrenmitglied des Forschungsrates und Gründerpräsident der Gesellschaft für biomedizinische Technik der DDR.

msr 7550 *S. Reball*

Die Redaktion gratuliert Herrn Prof. *von Ardenne* recht herzlich und wünscht ihm für die weiteren Jahre Gesundheit und Schaffenskraft.

msr TECHNISCHE INFORMATION

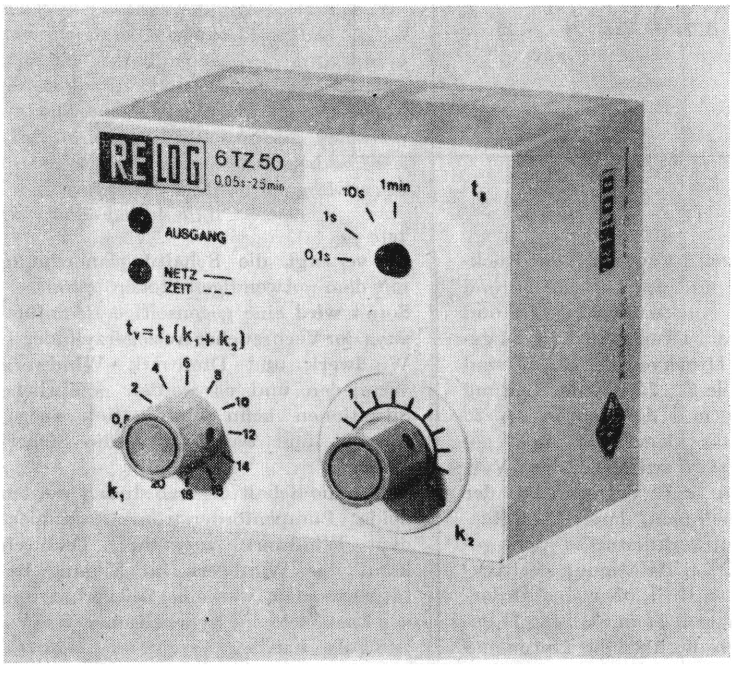
Elektronische Mehrbereichszeitrelais 6 TZ 50, 6 TZ 51

Das elektronische Zeitrelais 6 TZ 50 (Bild) ist eine Entwicklung des Institutes für Regelungstechnik und wird im Stammbetrieb des KEAW Berlin-Treptow gefertigt.

Mit seinen konstruktiven und funktionellen Daten gehört es zum Relaissystem RELOG und wurde unter besonderer Beachtung der Einsatzbedingungen von Relaissteuerungen entwickelt. Es verfügt über vier Zeitbereiche: 50 ms bis 2,5 s, 500 ms bis 25 s, 5 s bis 250 s, 0,5 min bis 25 min. In einem Gerät sind die Funktionen:

Einschaltverzögerung, monostabiles Kippen, Taktgeber (1:1) sowie Einschaltwischen

vereinigt.



Weitere besondere Merkmale sind:

- hohe Wiederholgenauigkeit: $\leqq \pm 0{,}5\%$ vom Bereichsendwert mit der oberen Begrenzung $\pm 1{,}5\%$ vom Einstellwert
- Temperaturbereich: -25 °C bis $+50$ °C, Temperaturfehler je 10 K: $\leqq \pm 1\%$ vom Einstellwert
- Start durch Zuschalten der Versorgungsspannung bei den Funktionen Einschaltverzögerung, Einschaltwischen und Taktgeber.
  Diese und die weiteren Funktionen können auch durch einen externen Kontakt bei anliegender Versorgungsspannung gestartet werden.

Intern bildet der hochintegrierte Schaltkreis E 355 des ZFTM Dresden die Zeitbasis und führt die Frequenzteilung und die interne Steuerung aus. Ausgangsseitig wird das Leiterplattenrelais GBR10 des VEB RGI Großbreitenbach eingesetzt.

Ausgehend vom Grundtyp 6 TZ 50 wurde das Relais 6 TZ 51 entwickelt und in die Fertigung übergeleitet. Das 6 TZ 51 verfügt anstelle des Kontaktausganges über einen Transistorausgang (open collector), der insbesondere auf das RELOG-Hilfsrelais 2 RH 01 abgestimmt ist.

Die Referenzen zum Zeitrelais sind insbesondere zur Störfestigkeit bei starkstromseitigem Einsatz positiv.

Zeitschaltkreis, Ausgangsrelais und Zeitrelais tragen das Gütezeichen „Q".

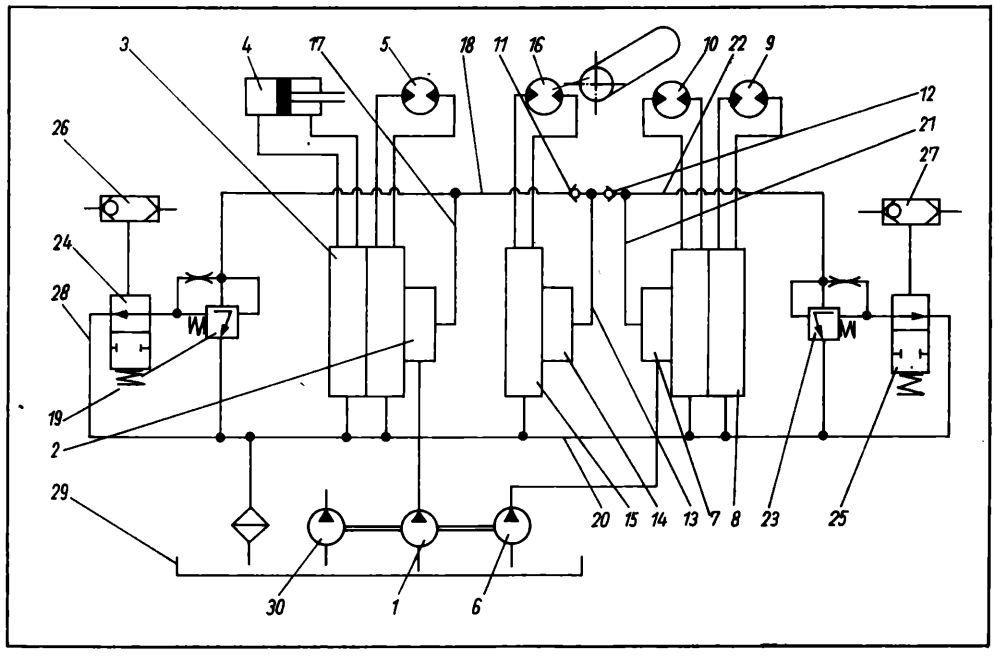
msr 7547 *D. Krämer*

Schaltungsanordnung, insbesondere für hydraulische Krane

DDR-WP 140136, Klasse B 66 C, Gruppe 23/54, 2 Anspruchspunkte, 1 Zeichnung, Anmeldung: 16. November 1978, Ausgabe: 13. Februar 1980, Inhaber: Dr. *P. Prusseit*, *V. Rieger*, *G. Würker*

Die Schaltungsanordnung ist geeignet für den Antrieb der Fahrbewegungen, der Auslegerverstellung, des Windwerkantriebes und des Drehwerkantriebes eines hydraulischen Kranes. Sie kann auch verwendet werden für den Antrieb eines hydraulischen Baggers mit Zugschaufelbetrieb.

Das vom Druckstromerzeuger *1* erzeugte Druckөl liegt über das Druckdifferenzventil *2* am Wegeventil *3* an und steht dem Auslegerzylinder *4* und dem Fahrwerkmotor rechts *5*, Fahrwerkmotor links *10* und Drehwerkmotor *9* stehen die Förderströme der beiden Druckstromerzeuger *1*, *6* über die Rückschlagventile *11*, *12*, die Zuflußleitung *13*, das Druckdifferenzventil *14* und den Wegeventilblock *15* dem Windwerkmotor *16* summiert zur Verfügung. Bei nur teilweise betätigtem Auslegerzylinder *4* fließt das Restöl über das Druckdifferenzventil *2*, die Abflußleitung *17*, die Rücklaufleitung *18*, das Druckventil *19* in die Leitung *20* ab. Genauso fließt bei nur teilweiser Betätigung des Drehwerkmotors *9* das Restöl über die Abflußleitung *21*, die Rücklaufleitung *22* und das Druckventil *23* in die Leitung *20* ab. Es kann somit keine gegenseitige Beeinflussung mit dem Windwerkmotor *16* erfolgen, die nicht wünschenwert ist.



1, 6 **Druckstromerzeuger;** ***2, 7, 14*** **Druckdifferenzventile;** ***3, 11, 12*** **Wegeventil;** ***4*** **Auslegerzylinder;** ***5, 10*** **Fahrwerkmotoren;** ***8, 15*** **Wegeventilblöcke;** ***9*** **Drehwerkmotor;** ***13*** **Zuflußleitung;** ***16*** **Windwerksmotor;** ***17, 21*** **Abflußleitungen;** ***18, 22*** **Rücklaufleitungen;** ***19, 23*** **Druckventile;** ***20, 28*** **Leitungen;** ***24, 25*** **Ventile;** ***26, 27*** **ODER-Ventile;** ***30*** **Steuerpumpe**

Zu diesem Zweck ist zwischen der Rücklaufleitung *18* und der Leitung *20* und zwischen der Rücklaufleitung *12* und Leitung *20* je ein Druckventil *19*, *23* geschaltet. Die Druckventile *19*, *23* sind über die Ventile *24*, *25* mit der Leitung *20* verbunden und die Ventile *24*, *25* werden über die Oderventile *26*, *27* gesteuert, die sich zwischen den Vorsteuerleitungen der Wegeventile der Verbraucher befinden, deren Beeinflussung zum Windwerkmotor *16* nicht gewünscht wird. Bei Betätigung des Auslegerzylinders *4* wird über das Orderventil *26* das Ventil *24* in Stellung II geschaltet. Durch die über die Leitung *28* einsetzende Druckentlastung des Druckventils *19* öffnet dieses und stellt damit die Verbindung zwischen Rücklaufleitung *18* und Leitung *20* her. Bei nicht durchgeschaltetem Wegeventil *3* fließt das Restöl über das Druckdifferenzventil *2*, Abflußleitung *17*, Rücklaufleitung *18*, Druckventil *19* und Leitung *20* in den Ölbehälter *29* ab.

Bei gleichzeitiger Betätigung des Windwerkmotors *16* wird dieser von dem Druckstromerzeuger *6* versorgt, und zwar über das Druckdifferenzventil *7*, die Abflußleitung *21*, das Rückschlagventil *12*, die Zuflußleitung *13*, das Druckdifferenzventil *14* und den Wegeventilblock *15*, ohne daß es von dem über das Druckdifferenzventil *2* abfließenden Öl beeinflußt wird. Das gleiche gilt bei gleichzeitiger Betätigung des Windwerkmotors *16* und des Drehwerkmotors *9*. Die Steuerpumpe *30* versorgt die Schaltungsanordnung mit dem notwendigen Steuerölstrom.

Somit wird eine gegenseitige Beeinflussung der Verbraucher Auslegerzylinder—Windwerk und Drehwerk—Windwerk vermieden und es werden gefährliche Situationen beim Kranbetrieb ausgeschaltet und damit wird die Sicherheit erhöht.

Durch die Schaltungsanordnung werden beide Pumpenförderströme summiert dem Windwerk zugeführt. Dadurch kann das Windwerk im Eilgang betätigt werden, was eine Zeitverkürzung der Lastspiele des hydraulischen Kranes zur Folge hat. msr 7498

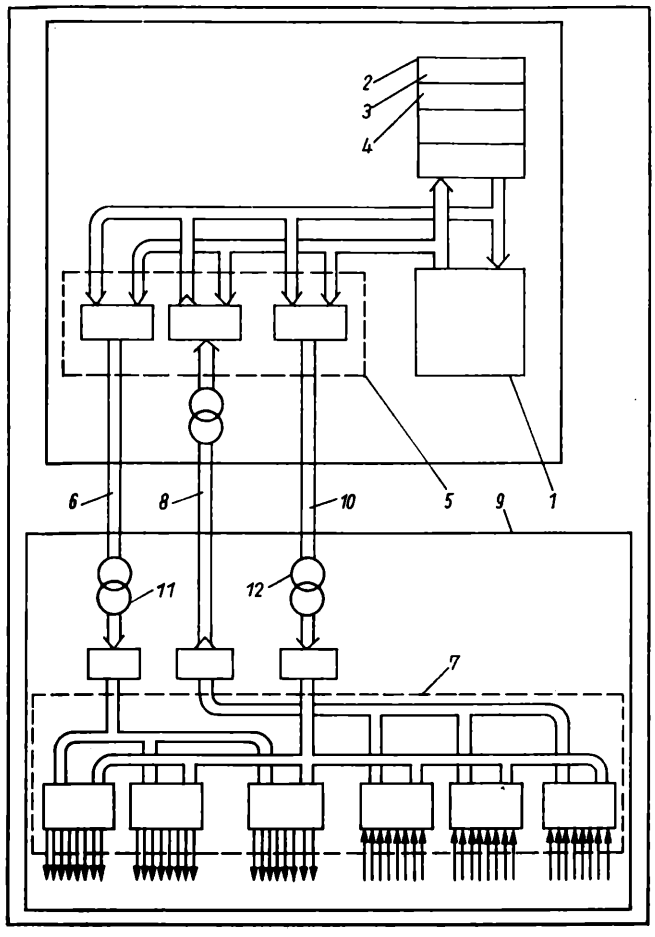
Schaltungsanordnung für eine programmierbare Steuerungseinrichtung mit Prozeßankopplung

DDR-WP 139676, Klasse G 05 B, Gruppe 19/00, 3 Anspruchspunkte, 1 Zeichnung, Anmeldung: 23. Oktober 1978, Ausgabe: 16. Januar 1980, Inhaber: Dipl-Phys. *W. Fickel*; Dr.-Ing. *R. Kuhn*; Dipl.-Ing. *R. Oestreich*; Dipl.-Ing. *H. Schneider*; Dipl.-Ing. *K. Schröter*; Dipl. Math. *M. Stoll*; Dipl.-Ing. *G. Weißbach*; Dipl.-Ing. *B. Zimmermann*

Die programmierbare Steuerungseinrichtung enthält eine Recheneinheit *1* und einen Programmspeicher *2* mit Abbildspeicherteilen *3*, *4* für Ein- bzw. Ausgabedaten und ist über ein Interface *5* und einen Eingabe/Ausgabedatenbus *6*, *8* an einer Eingabe/Ausgabeeinheit *7* für die Prozeßkopplung angeschlossen. Ziel der Erfindung ist es, eine größere Sicherheit gegen Störungen bei gleichzeitiger Verringerung des Schaltungsaufwandes zu erreichen. Die Ein- und Ausgaben sollen in fest vorgegebenen kurzen Zeitabständen erfolgen und die Eingabe/Ausgabeeinheit soll außerhalb des störgeschützten Bereiches angeordnet werden.

Die Erfindung besteht darin, daß die programmierbare Steuerungseinrichtung von einem Taktgeber in einem sich wiederholenden Zyklus steuerbar ist, der eine erste Folge von Schaltverbindungen zwischen dem Programmspeicher *2* und der Recheneinheit *1* und eine zweite Folge von Schaltverbindungen zwischen dem Programmspeicher und der Eingabe/Ausgabe-Einheit enthält, wobei die Eingabe/Ausgabe-Einheit *7* von der programmierbaren Steuerungseinrichtung räumlich getrennt im Prozeßsteuerschrank *9* angeordnet ist, indem der Eingabe/Ausgabe-Datenbus *6*, *8* und der Adreßbus *10* vom Interface *5* direkt bis in den nicht störgeschützten Prozeßsteuerschrank *9* geführt ist und nur in diese Busleitungen zwischen Interface *5* und Eingabe/Ausgabeeinheit *7* galvanische Entkopplungselemente *11*, *12* geschaltet sind.

msr 7494



***1* Recheneinheit; *2* Programmspeicher; *3*, *4* Abbildspeicherteile; *5* Interface; *6*, *8* Eingabe/Ausgabedatenbus; *7* Eingabe/Ausgabeeinheit; *9* Prozeßsteuerschrank; *10* Adreßbus; *11*, *12* Optokoppler**

SYNCHRON-
MOTOREN

für
Automatisierung
Meß-, Steuerungs- und
Regelungstechnik

VEB
SYNCHRONMOTORENWERK

6800 Saalfeld (Saale)
Pößnecker Straße 46
Ruf: Saalfeld (Saale) 28 53/54
Telex: 58 87 13 symo dd

Angewandte Automatisierungstechnik. Von *H. Wiedmer*. 3., bearbeitete Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1981. 323 Seiten, 281 Bilder, 26,— Mark.
Bestell-Nr. 5529629

Das Buch wendet sich an alle diejenigen, die während ihrer beruflichen Tätigkeit mit Aufgaben zur Automatisierung technologischer Prozesse betraut werden. In dieser Situation wird eine erste Hilfestellung gegeben, Begriffe erklärt und so ein Fachwortschatz bereitgestellt, der die Verständigung mit einem spezialisierten Automatisierungstechniker ermöglicht.
Die Anschaulichkeit der Darstellungen erleichtert das Verständnis für die Wirkprinzipien der erläuterten Geräte und Verfahren.
Besonders der Meßtechnik wird mit etwa 120 Seiten und ungefähr 200 Bildern ein entsprechend ihrer Bedeutung großer Platz eingeräumt. So sind neben den Erläuterungen zum Prinzip auch Einsatzhinweise, wie Meßbereich und Fehlergrenzen, angegeben.
Eine besondere Aktualisierung erfuhr das Buch durch den neuen Abschnitt 4, in dem die derzeit modernsten Automatisierungsmittel vorgestellt werden. Ausgehend von der Veränderung der Automatisierungsstruktur infolge der vergrößerten Möglichkeiten werden zu Beginn im Überblick die wichtigsten Bausteine und Baugruppen eines Mikrorechners besprochen. Sein Einsatz bei der Realisierung eines Mikrorechner-Reglers stellt einen praktisch interessierenden Anwendungsfall dar. Wichtige Schritte zur Softwareentwicklung werden beschrieben, um dem Anwender die zukünftige Verlagerung des Arbeitsaufwandes dafür zu verdeutlichen. Auf dieser Grundlage werden Automatisierungsanlagen mit Mikroprozeßrechnern behandelt. Das Buch ist Praktikern wie auch Ingenieuren aus anderen Fachgebieten zu empfehlen. Ebenso ist es für Studierende geeignet, die sich in die Grundlagen der Automatisierungstechnik einarbeiten wollen.

B 1503 *H. Podszuweit*

Modern Numerical Methods for Ordinary Differential Equations. Von *G. Hall* und *J. M. Watt* (Ed.) (in Russ.). Moskau: Mir. 312 Seiten, 14 Bilder, 2 Tafeln.

Im Zusammenhang mit der steigenden Anwendung der digitalen Rechentechnik erlangen numerische Verfahren bei der Lösung von Steuerungsproblemen, der Optimierung sowie bei der Lösung diskreter Aufgaben wachsende Bedeutung. Die vorliegende Arbeit — Publikation eines Kollektivs von 13 namhaften Autoren — stellt eine umfassende Darlegung der Theorie und der praktischen Anwendung numerischer Verfahren zur Lösung gewöhnlicher Differentialgleichungen dar.
Die ersten beiden Kapitel enthalten dabei eine allgemeine Theorie zur Lösung von Anfangswertaufgaben. Neben grundlegenden Fragen der Stabilität, Konvergenz und Fehlerabschätzung erfolgt eine ausführliche Darlegung der Algorithmen zur Lösung von Differentialgleichungssystemen sowie ihr Vergleich aus rechentechnischer Sicht. Starre Aufgaben (Systeme mit großen Lipschitz-Konstanten) werden gesondert untersucht, wobei spezielle Mehrschrittverfahren vorgeschlagen werden. Für Randwertaufgaben sowie zur Lösung von Differentialgleichungen mit nacheilendem Argument bzw. Integro-Differentialgleichungen werden übersichtsartig im letzten Teil der Monographie Lösungsverfahren angeboten.

B 1477 *J.-A. Müller*

Entwurf und Projektierung von Elektroenergieversorgungssystemen. Von *F. W. Kloeppel, U. Butz, W. N. Winoslawskij* und *A. A. Prachownik*. Leipzig: VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie 1980. 342 Seiten, 164 Bilder, 23 Tafeln, 1 Anhang, 13 Beilagen, 28,— Mark.

Das Buch entspricht in seiner inhaltlichen Konzeption dem Buch: *Kloeppel, F. W.*: Planung und Projektierung von Elektroenergieversorgungssystemen.
Leipzig: VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie 1977. 2., überarbeitete Auflage.
Dabei besteht die neue Qualität erstens in der Einbeziehung neuer Erkenntnisse zur Methodik des Prozesses der technischen Vorbereitung und zweitens in einer Bereicherung bezüglich konstruktiver Details durch die Mitarbeit der sowjetischen Autoren.
Das Herausarbeiten „Allgemeiner Prinzipien der Gestaltung von Elektroenergieversorgungssystemen" im 2. Abschnitt ist in diesem Zusammenhang besonders wertvoll. Auch die Gesichtspunkte zur „Gestaltung von Schalt- und Verteilungsanlagen" im 8. Abschnitt verdienen hervorgehoben zu werden. Der Verzicht auf die Darstellung von Möglichkeiten zur Dimensionierung unter Berücksichtigung des Zufallscharakters der Belastung wird jedoch als ein gewisser Verlust empfunden. Aus der Sicht des technischen Systems ist noch hinzuzufügen, daß wiederum vorwiegend das industrielle Elektroenergieversorgungssystem behandelt wird.
Von außerordentlichem Wert, vor allem auch für den in der Praxis tätigen Ingenieur, ist das abermals sehr umfangreiche Bild- und Tabellenmaterial sowie eine in Anlage 3 angegebene Übersicht über vorhandene EDV-Programme zur automatisierten Projektierung. Ausgehend vom speziellen Gegenstand des Buches, aber auch von der Tatsache, daß es ein Hochschulbuch ist, wären bei der Darstellung bestimmter Einzelheiten (Begriffe, Größen, Einheiten, Gleichungen, Schaltzeichen u. dgl.) ein aktuellerer Stand sowie eine größere Sorgfalt wünschenswert. Leider enthält das Buch auch in einem größeren Umfang Druckfehler, die z. T. sogar sinnentstellend sind. Diese kritischen Bemerkungen berühren in keiner Weise die Nützlichkeit des Buches. Sie erscheinen aber im Interesse des breiten Leserkreises notwendig, den dieses Buch, wenn man es gewissermaßen als eine Neuauflage des oben erwähnten Buches auffaßt, längst gefunden hat.

B 1482 *Dr. H. Kindler*

Leistungsmessung und -analyse an EDVA. Schriftenreihe Informationsverarbeitung. Von *G. Wähner*. Leipzig: BSB B. G. Teubner Verlagsgesellschaft 1980. 140 Seiten, 32 Bilder, 30 Tafeln, 9,50 Mark.

Für den praktischen Rechenbetrieb in Rechenzentren bildet die Leistungsmessung und -analyse eine wichtige Grundlage für eine systematische Leistungsverbesserung. Deshalb ist der in der Publikation behandelte Gegenstand von höchst aktueller Bedeutung.
Im Mittelpunkt der Betrachtungen stehen Kennziffern für die Leistungsbewertung, rechnergestützte Verfahren für die Leistungsmessung und Verfahren des Leistungsvergleiches. Dabei werden im wesentlichen ausgewählte, aus der Literatur bekannte Verfahren nach einer vom Autor gewählten Gliederung behandelt. Damit wird dem Leser, der schnell eine Übersicht gewinnen will, aufwendiges Literaturstudium erspart. Unter den programmtechnisch implementierten Meßverfahren werden vor allem Abrechnungsroutinen betrachtet. Interessant ist hier die Beschreibung des Abrechnungssystems des Internationalen Rechenzentrums der UNO. Der Abschnitt zu den gerätetechnischen Meßverfahren rundet die Darlegungen zu den Meßmethoden ab.
Einen angemessenen Raum nehmen die Verfahren zum Leistungsvergleich verschiedener Rechenanlagen ein. Hier werden die bekannten Methoden, wie Mix-Verfahren, Kernals, Benchmarks und synthetische Arbeitslast, erläutert.
Im dritten Abschnitt werden Kennziffern der Leistungsbewertung behandelt. Leider fehlen hier die wichtigen Bewertungsgrößen Systemleistung (Durchsatzrate) in Arbeitseinheiten je Zeitein-

heit und Leistungsfaktor (auch Gewinnfaktor) als Maß für die Erhöhung der Systemleistung durch Multiprogrammbetrieb. Unbefriedigend wurde auch der Begriff Simultanfaktor (Ultifaktor) durch zwei sich begrifflich widersprechende Formeln, die nach Meinung des Rezensenten unterschiedlichen Definitionscharakter haben, eingeführt.
Sicher hätte diese Publikation an Wert gewonnen, wenn der Autor die analytischen und die Simulationsmethoden zur Leistungsanalyse in die Betrachtungen einbezogen und auf dieser Grundlage den behandelten Stoff geschlossen dargestellt hätte.
Insgesamt verschafft dieses Büchlein dem Leser eine gute Einführung in die empirischen Methoden der Leistungsbewertung im praktischen Rechenbetrieb. Damit wird eine Lücke im Literaturangebot geschlossen. B 1507 *G. Bergholz*

Optimale Regelung und Filterung. Von *H. Schwarz*. Berlin: Akademie-Verlag 1981. 129 Seiten, 37 Bilder, 2 Tafeln, 16,— Mark.

Der Band ist die unmittelbare Fortsetzung der einführenden Darstellung „Zeitdiskrete Regelungssysteme" (vgl. msr 23 (1980) H. 5, S. 295). In vier Abschnitten, deren Zählung an die des Einführungsbandes anschließt, werden Entwurfsmethoden linearer diskontinuierlicher Regelungen und verwandte Fragen behandelt, die auf anspruchsvollerem theoretischem Hintergrund zu besonders günstigen, durch Prozeß- bzw. Mikrorechner zu realisierenden Lösungen führen.
Abschnitt 6 behandelt die optimale Steuerung bzw. Regelung einer linearen zeitvariablen Mehrgrößenregelstrecke mit quadratischem Gütekriterium, das sog. LQ-Problem, das über die Bellman-Gleichung gelöst wird. Für zeitinvariante Regelkreise werden auch Sollwertänderungen und konstante Störungen zugelassen. Eingehend wird die Pol-Nullstellen-Verteilung des optimal geregelten Kreises in Abhängigkeit von der Bewertung der Steuergröße im Gütekriterium diskutiert.
Abschnitt 7 befaßt sich mit dem Frequenzverhalten diskontinuierlicher Übertragungsglieder und ihrer Eignung als Tief-, Hoch- oder Bandpaßfilter. Die Übertragung stochastischer Folgen durch diskontinuierliche Glieder wird im Abschnitt 8 untersucht, der zunächst eine kurze Einführung in die Beschreibung diskreter Zufallsprozesse gibt. Als Anwendungen werden u. a. das Wienersche Problem der optimalen Filterung und der Entwurf eines Formfilters zur Erzeugung farbigen Rauschens behandelt. Die für eine optimale Regelung (Abschn. 6) erforderliche Verfügbarkeit des Zustandes der Regelkreise ist praktisch meist nicht gegeben. Deshalb kommt den Ausführungen von Abschnitt 9 über die Zustandsbeobachtung (aus determinierten Signalen) bzw. die Zustandsschätzung (bei stochastischen Signalen) besondere Bedeutung zu. Mit den Varianten des Luenberger-Beobachters (volle oder minimale Ordnung, minimale Einstellzeit) und dem Kalman-Bucy-Filter werden effektive Mittel zur Zustandsrekonstruktion bereitgestellt.
Durch seine an praktischen Problemen orientierte Stoffauswahl und eine leicht faßliche, durch einfache Beispiele aufgelockerte Darstellung ist das Buch als Einführung in die Probleme des Entwurfs diskontinuierlicher Regelungen sehr gut geeignet. B 1498 *H. L. Burmeister*

Lichtleitertechnik. Eine Einführung. 1. Aufl. Von *W. Glaser*. Berlin: VEB Verlag Technik 1981. 128 Seiten, 113 Bilder, 7 Tafeln, 10,— Mark. Bestell-Nr. 5529565

Mit der Mikroelektronik und — zeitlich etwas versetzt — der Optoelektronik haben sich in den letzten Jahren zwei neue Techniken entwickelt, die sprungartige Leistungssteigerungen in der Informationstechnik ermöglichen. Während zur Mikroelektronik inzwischen eine breit gefächerte Literatur vorliegt, fehlt diese zur Optoelektronik noch nahezu vollständig.
Es entspricht daher einem dringenden Bedürfnis, wenn mit dem vorliegenden Band zunächst eine Einführung in die Lichtleittechnik als eine der wesentlichen Komponenten der Optoelektronik geboten wird. Diesem Anliegen wird das kleine Werk sowohl vom Gegenstand her als auch in der lockeren, teilweise populärwissenschaftlichen Art der Darstellung in hervorragender Weise gerecht. So werden nach Darlegung weniger Grundlagen der Lichtleittechnik vor allem Möglichkeiten und Bedeutung dieser Technik, die wesentlichsten Mittel, technologische Aspekte sowie der Einsatz in der Nachrichtenübertragung aufgezeigt. Hierbei stehen deutlich die Bedürfnisse der Lichtleiter-Weitstreckenübertragung im Vordergrund. Die weitgehend eigenständigen Lösungen und Anwendungsmöglichkeiten der Kurzstreckenübertragung bleiben hingegen unbehandelt. Der Titel des Bandes ist somit zu umfassend gewählt. Es steht außer Frage, daß der Band einen interessierten Leserkreis sowie eine gute Aufnahme finden wird.
B 1508 *W. Weller*

Evolutionsmodellierung und ihre Anwendung. Von *I. L. Bukatova* (in Russ.). Moskau: Nauka. 232 Seiten, 59 Bilder, 24 Tafeln.

Aufgaben der Synthese komplizierter Systeme, wie Vorhersage, Steuerung, Klassifikation u. a. sind weiterhin Forschungsgegenstand vieler Wissenschaftler und haben bei weitem noch nicht ihre endgültige Lösung gefunden. Die Evolutionsmodellierung, der das vorliegende Buch gewidmet ist, kann in die Adaption eingeordnet werden. Ihre Begründer — *Fogel, Owens* und *Walsh* — haben die bekannten Mechanismen der biologischen Evolution auf die Schaffung der künstlichen Intelligenz angewendet, wobei der Modellbildungsprozeß für komplizierte Objekte ersetzt wird durch einen Evolutionsprozeß. In der Monographie wird der gegenwärtige Stand der Theorie der Evolutionsmodellierung dargelegt. Neben Grundkenntnissen der Wahrscheinlichkeitsrechnung werden Kenntnisse aus der Automatentheorie, der Theorie stochastischer Prozesse, der Graphentheorie, der mathematischen Statistik sowie zufälliger Suchverfahren vorausgesetzt, die in einem einleitenden Kapitel zusammengefaßt dargestellt sind. Verschiedene Anwendungsmöglichkeiten in der Funktechnik, der automatischen Steuerungstheorie sowie bei der Systemprojektierung sind aufgezeigt.
B 1478 *K. H. Winter*

Fertigungssteuerung. Einführung und Überblick. Von *K. Roschmann*. München/Wien: Carl Hanser Verlag 1980. 120 Seiten, 39 Bilder, 3 Tafeln.

Der Autor, Professor an der Fachhochschule Konstanz, gibt mit diesem Büchlein aus der Reihe „Studienbücher der technischen Wissenschaften" eine EDV-untersetzte Einführung in das praktisch wichtige Gebiet der Fertigungssteuerung, die auch gleichzeitig einen guten Überblick gestattet. Das Literaturverzeichnis umfaßt 163 Bücher und 77 Arbeiten aus wissenschaftlichen Zeitschriften und stellt im wesentlichen eine Auswertung der entsprechenden BRD-Literatur dar; Arbeiten auf dem Gebiet der Fertigungssteuerung in der DDR und den RGW-Staaten wurden nicht berücksichtigt.
Das Buch ist in die Abschnitte
— Aufgabenstellungen an die Fertigungssteuerung
— Informationswesen im Betrieb
— Materialwirtschaft
— Zeitwirtschaft
— Betrieblicher Informationsfluß
— Spezialfälle der Fertigungssteuerung (der zu knapp gehalten wurde)
— EDV für die Fertigungssteuerung
gegliedert.
Ausgehend von der gängigen Gliederung der Arbeitsvorbereitung in die Fertigungsplanung und in die Fertigungssteuerung, die der Fertigungsplanung vornehmlich technische Planungsaufgaben, der Fertigungssteuerung dagegen organisatorische Aufgabenstellungen zuweist, definiert der Autor die Fertigungsplanung als systematisches Suchen und Festlegen von Zielen für die Fertigung und die Vorbereitung von Fertigungsaufgaben, deren Durchführung zum Erreichen der Ziele erforderlich ist; die Fertigungssteuerung faßt er als Veranlassen, Überwachen und Sichern der Durchführung von Fertigungsaufgaben hinsichtlich Bedarf (Menge und Termin), Qualität, Kosten und Arbeitsbedingungen auf.
Viele der prinzipbildhaften Darstellungen erfordern eine sehr aktive Mitarbeit

des Lesers und hätten z. T. leichter verständlich gestaltet werden sollen.
Das Buch vermittelt Impulse für die effektive Gestaltung von betrieblichen Fertigungssteuerungs-Aufgaben, insbesondere auf informationellen und EDV-Strecken; es kann dem anspruchsvollen Technologen zum Erwerb zusätzlicher Kenntnisse empfohlen werden, zumal es in der DDR z. Z. kein entsprechendes Fachbuch zur Fertigungssteuerung gibt. B 1441 *L. Friedrich*

Schaltungstechnik in Kassettenrecordern. Von *Chr. Scholz* und *J. Pohl*. Berlin: VEB Verlag Technik 1981. 132 Seiten, 87 Bilder, 17 Tafeln, Broschur 10,— Mark.
Bestell-Nr. 552723 6

Die Autoren haben sich die Aufgabe gestellt, die Kassettenheimtonbandtechnik mit ihrer beachtlichen technischen Weiterentwicklung zur hochwertigen Aufnahme- und Wiedergabetechnik ausführlich zu beschreiben. Das broschürenartige Buch bietet weit mehr als die Aufmachung verspricht und verdiente für Text, Bilder und Tafeln ein größeres Format. In einer gut gewählten, der Technik angepaßten systematischen Gliederung wird, ausgehend vom umfassenden Blockschaltbild und den standardisierten technischen Festlegungen, über die Probleme Band-Kopf-Kontakt, Aufzeichnungsverstärker, Aussteuerungstechnik, Vormagnetisierung und Löschgenerator, Wiedergabeverstärker und die Besonderheiten, wie Rauschunterdrückungsverfahren, elektronische Bandendabschaltungen und Motorregelungsschaltungen, unterrichtet.
Sehr wertvoll ist auch der umfangreiche Anhang mit Begriffen und Definitionen, den Meß- und Prüfmethoden in Verbindung mit den vorangegangenen Einstell- und Servicehinweisen sowie die Übersicht über Magnetköpfe und Kassettengeräte des DDR-Angebotes.
Das gesamte Material wurde mit sehr viel Fleiß und Gründlichkeit zusammengetragen. Umfangreiche Erfahrungen aus der industriellen Entwicklung finden in diesem Buch ihren Niederschlag. In straff gefaßter Form werden schaltungstechnische Lösungen an verschiedenen Ausführungsbeispielen von Erzeugnissen hinsichtlich ihrer technischen Optimallösung diskutiert. Dabei werden Geräte aus frühester Zeit der Kassettentechnik mit modernen Konzepten verglichen, aber Fragen der Ökonomie untergeordnet betrachtet, um konzentriert die technischen Zusammenhänge erkennen zu lassen. Einige Kapitel erscheinen fast zu umfangreich und erinnern mit ihrer Ausführlichkeit an eine Systemanalyse für eine Konstruktionsentwicklung (z. B. Schaltungen zur Motorregelung). Für den ernsthaften Amateur ist aus dieser Fülle von Informationen sicher manche Erkenntnis zu gewinnen. Die Service-Hinweise sind als solche zu betrachten und sind weniger meßtechnische Anleitung. In der relativ kurzen Darstellung der integrierten Schaltungstechnik wird auf eine Geräteschaltung nach Bild 6.14 verwiesen, die nicht auffindbar ist. In diesem Zusammenhang wäre es wünschenswert — vielleicht in Form einer Anlage — einen Stromlaufplan eines einfachen Kassettengerätes mit dem eines modernen HIFI-Stereokassettenrecorders vergleichen zu können und die im Blockschaltbild 1.1. skizzierten Baugruppen wiederzufinden. Die ausführliche Beschreibung des High-Com-Systems sowie weitere schaltungstechnische Besonderheiten des HIFI-Stereokassettenrecorders SK 900 sollten einer Neuauflage vorbehalten bleiben. Die trotz aller Gründlichkeit der Arbeit nicht aufgeführte Spurverteilung für das Kompakt-Kassettensystem könnte dabei mit ergänzt werden. B 1516 *D. Zimmermann*

Nichtlineare Regelungen I. Grundlagen und Harmonische Balance. Von *O. Föllinger*. Berlin: Akademie-Verlag 1980. 227 Seiten, 166 Bilder, 28,— Mark.

O. Föllinger hat die nichtlinearen Regelungen in 3 Bänden abgehandelt: „I. Grundlagen und Harmonische Balance", jetzt in der Lizenzausgabe des Akademie-Verlages vorliegend, „II. Anwendung der Zustandsebene" und „III. Ljapunow-Theorie und Popow-Kriterium".
Wer sich einen ersten knappen Überblick über diese 3 Bände verschaffen will, dem seien vom gleichen Verfasser „Einführung in die nichtlinearen Systeme" Teil 1 ... 4 in RT 27 (1979), A9 ... A22 in den Heften 5 ... 8 empfohlen. Band I gibt zunächst eine Übersicht über häufig auftretende nichtlineare Kennlinienglieder. Als Regelkreisstruktur wird anfänglich ein einschleifiger sog. Standard-Regelkreis angenommen. Die Grundlagen schließen mit der Betrachtung prinzipiell möglicher Stabilitätsverhalten nichtlinearer Systeme ab.
Beschreibungsfunktion und Gleichung der Harmonischen Balance werden für den Standard-Regelkreis und unter der Voraussetzung symmetrischer Kennlinien eingeführt. Die grafische Lösung durch das 2-Ortskurven-Verfahren erweist sich bei Verwendung programmierbarer Tisch- oder Taschenrechner als schnell und elegant. Anfänglich einschränkende Voraussetzungen werden schrittweise abgebaut.
Die Harmonische Balance findet nun Anwendung auf Regelkreise mit unsymmetrischer Kennlinie, auf Regelkreise mit mehreren Kennlinien sowie auf vermaschte Regelkreisstrukturen. Ein abschließendes Anwendungsbeispiel (Enthalpieregelung eines Dampferzeugers) demonstriert ein häufiger anwendbares Entwurfsverfahren zur nichtlinearen Stabilisierung.
Die Darstellungsweise ist vorzüglich. Eine überaus anschauliche Sprache bereitet stellenweise ästhetisches Vergnügen. Das Buch ist — wie im Vorwort versprochen — für den Ingenieur geschrieben. Ausführliche, aber nicht weitschweifige Beschreibung, zahlreiche den Text durchsetzende Beispiele sowie zum Schluß Übungsaufgaben mit Lösungen machen das Buch sehr geeignet für das Selbststudium. Bleibt abschließend nur zu hoffen, daß der Akademie-Verlag bald Band II und III vorlegt.
B 1499 *B. Rodenbeck*

Klassifikation von Objekten mit Mitteln der Diskriminanzanalyse. Von *L. G. Malinovskij* (in Russ.). Moskau: Nauka. 260 Seiten, 20 Bilder, 30 Tafeln.

Mit der weiteren Entwicklung der EDV sind auch die Methoden der automatischen Klassifikation (Mustererkennung) stimuliert worden. Im Zusammenhang mit dem Bedürfnis nach ihrer praktischen Anwendung wurde eine Vielzahl von Algorithmen zur Mustererkennung, Diagnostik u. a. entwickelt, die vielfach nicht ausreichend wissenschaftlich begründet sind bzw. die vorhandenen klassischen Ergebnisse der Diskriminanzanalyse, die von *Fisher* 1936 entwickelt und zur Lösung von Aufgaben der Taxonomie angewendet wurde, nicht berücksichtigen.
Das vorliegende Buch widmet sich ausschließlich der Diskriminanzanalyse und ihrer Anwendung. Der verwendete mathematische Apparat beruht ausschließlich auf der Annahme der Normalverteilung, die Arbeit enthält dabei eine umfangreiche Zusammenstellung der notwendigen Kenntnisse über mehrdimensionale Normalverteilungen, ihre Eigenschaften und Kenngrößen. Dabei wird die Normalverteilung für viele Aufgaben nur als erste Näherung angesehen.
Entwickelt werden zur Klassifikation neue Stichprobenkriterien und Kriterien mit begrenzter Irrtumswahrscheinlichkeit. Ein ALGOL-Programm für die Diskriminanzanalyse ist in einer Anlage angefügt. Die Leistungsfähigkeit der entwickelten Algorithmen wird anhand der statistischen Klassifikation von Elektrokardiogrammen illustriert.
B 1479 *J. Peters*

Optimale Netzführung unter Berücksichtigung von Sicherheitsbedingungen. Von *E. Handschin, E. Grebe* und *G. Howe*. Opladen: Westdeutscher Verlag 1980. 100 Seiten, 33 Bilder, 4 Tafeln.

In der Einleitung wird eine gute Übersicht zum behandelten Gebiet gegeben. Die wichtigsten der einschlägigen Literaturstellen werden bewertet, woraus sich plausible Hinweise auf Besonderheit und Bedeutung der nachfolgenden Abschnitte ergeben.
Für die Lastbedarfsprognose wird ein einfaches, übersichtliches und gegen verfälschende Einflüsse relativ unempfindliches Verfahren für Prediktionsintervalle zwischen einer Stunde und

einer Woche vorgestellt. Es liefert lediglich für die Feiertage keine Lastprognose. Trotz der Robustheit werden befriedigende Ergebnisse erreicht. Für einen 47wöchigen Testzeitraum ergaben sich:

Prognosezeit in Stunden	Abweichung in %
1	4,1
2	5,2
3	5,9
168	8,0

Durch Berücksichtigung des Temperatureinflusses kann das Verfahren noch verbessert werden.

Im Bericht zur Optimierung von Wirk- und Blindleistungen im stationären Betrieb wird besonders auf die Sicherheitsrestriktionen eingegangen. Ökonomisch optimale Lastverteilungen können zur Überschreitung von Grenzparametern gegebener Betriebsmittel führen. Deshalb ist es notwendig, den aktuellen Betriebszustand des Netzes über eine Online-Schätzung zu ermitteln. Das vorgestellte Verfahren beruht auf einer korrektiven Sicherheitsoptimierung, wobei aus dem Systemzustand sowohl der Sensivitätsansatz als auch die Sicherheitsrestriktionen abgeleitet werden.

Die Minimierung der blindleistungsabhängigen Verluste wird durch den Ansatz

$$\sum_{i=1}^{n} c_i(U_i - U_{iN})^2 \Rightarrow \min$$

(c_i Wichtungsfaktor, U_{iN} Nennspannung im Knotenpunkt i)

ergänzt. Die c_i sind dabei willkürlich festzulegende Werte, was einen beträchtlichen subjektiven Spielraum öffnet. Sowohl bei der Wirk- als auch bei der Blindleistungsoptimierung wird auf gute Ergebnisse verwiesen, z. B.

10,5% max. Spannungsabweichung ohne Optimierung

3% max. Spannungsabweichung mit Optimierung

Dabei ist die nichtoptimierte Lösung natürlich frei wählbar.

Zur dynamischen Sicherheitsbewertung von elektrischen Energieversorgungssystemen wurden Modelle für Turbine und Kessel mit Brennstoff- und Speisewasserzufuhr angesetzt, mit denen die thermodynamische Reserve eines Netzbereiches, die innerhalb weniger Sekunden aktivierbar ist, berechnet werden kann. Damit lassen sich Maßnahmen für die Sicherheit bei Inselbetrieb von Netzbereichen ermitteln. Das Verfahren baut auf Größen aus der quasistationären Behandlung auf und ist praktikabel gestaltet.

Der thematische Zusammenhang der aufgenommenen Beiträge wird gut sichtbar und könnte schließlich zu einer Antihavarieautomatik elektrischer Energieversorgungssysteme weiterführen.

Wiewohl sich die drei Berichte aus der Forschung an den Fachmann richten, sind sie einfach und klar abgehandelt und damit auch dem Leser zugänglich, der sich in das Gebiet einarbeiten will.

B 1461 *E. Muschick*

Modellierung von Phasengleichgewichten als Grundlage von Stoffprozessen. Herausgeber: *H.-J. Bittrich* und *K. Hartmann*. Berlin: Akademie-Verlag 1981. 419 S., 81 Bilder, 74 Tafeln, 82,— Mark.

Das in der Reihe „Grundlagen der Verfahrenstechnik und chemischen Technologie" erschienene Buch ist eine Monographie, deren Autoren Fachleute von internationalem Ruf im RGW-Bereich sind. Es umfaßt nach einem einleitenden Kapitel über Thermodynamik und Modellierung von Phasengleichgewichten 9 Kapitel (Modellierung von Phasengleichgewichten mit modernen Methoden der statistischen Mechanik, Analyse der Methoden zur Berechnung von Exzeßfunktionen, Anwendung der Theorie der regulären Lösung, Modellierung von Flüssig-flüssig-Gleichgewichten, von Hochdruckgleichgewichten, von Phasengleichgewichten mit Elektrolyten bei hohen Konzentrationen, Azeotrope Systeme, Probleme der Modellierung von Mehrstoffsystemen, Ein-Parameter-Gleichungen zur Beschreibung der Dampf-Flüssigkeits-Gleichgewichte von Kohlenwasserstoffsystemen).

Im Buch ist es gelungen, die vorhandenen Erfahrungen bei der Modellierung von Phasengleichgewichten als Basis für die Berechnung von Stofftrennvorgängen zusammenzufassen. Das Wissen wird verständlich und übersichtlich dargelegt. Die vielen durchdachten und anschaulichen Abbildungen erleichtern das Verständnis des dargebotenen Stoffes. Mehr als 600 Literaturangaben ermöglichen ein evtl. beabsichtigtes Quellenstudium. Leider fehlt ein Sachwortverzeichnis, mit dem die Monographie noch praktikabler würde.

Die Lehre von den Phasengleichgewichten und deren Modellierung gewinnt für die Verfahrenstechnik, insbesondere für die Stofftrennprozesse, zunehmend an Bedeutung. Mit der Durchsetzung der Mikroelektronik bei verfahrenstechnischen Prozessen rückt der dargelegte Stoff auch immer weiter in das Blickfeld der Automatisierungstechniker.

B 1500 *H. Kathe*

Infrarotmeßtechnik (Reihe: Meßtechnik). Von *L. Walther* und *D. Gerber*. Berlin: VEB Verlag Technik 1981. 252 Seiten, 190 Bilder, 37 Tafeln, 35,— Mark. Bestell-Nr. 5529602

Die Anwendung der IR-Meßtechnik gewinnt national und international immer mehr an Bedeutung. Ständig werden neue Möglichkeiten gefunden, um aus berührungslos und rückwirkungsfrei gemessenen Oberflächentemperaturen oder -differenzen Schlüsse auf funktionale Zusammenhänge mit anderen nicht oder nur schwer bestimmbaren Größen zu ziehen.

Wird weiter betrachtet, daß sich chemische, physikalische und biologische Prozesse größtenteils unter thermischen Änderungen vollziehen, ist ableitbar, daß für die IR-Meßtechnik noch ein weites zu erschließendes Betätigungsfeld vorliegt. Der aus dieser Tatsache resultierenden Forderung nach einer Übersicht über die IR-Meßtechnik wird durch das erschienene Buch Rechnung getragen und eine in der DDR vorhandene Lücke in der Literatur zu dieser Problematik geschlossen. Im Gegensatz zu den in den unterschiedlichsten Fachzeitschriften nur speziell für engbegrenzte Bereiche entsprechend des jeweiligen Charakters der Zeitschrift veröffentlichten Artikeln, gibt das Buch eine relativ breite Darstellung der IR-Meßtechnik. Trotz des geringen Umfanges ermöglicht das Buch ein tiefes Eindringen in dieses Meßverfahren.

Nach Einführung in die theoretischen Grundlagen der Strahlungstheorie wird der größte Teil des Buches der IR-Gerätetechnik und einer ausführlichen Beschreibung der einzelnen Elemente und Baugruppen gewidmet, wobei nur Geräte betrachtet werden, die Objekteigenstrahlung als empfangene Meßgröße verwenden. Sogenannte IR-Strahler bleiben wegen ihrer geringen Bedeutung in der IR-Meßtechnik unberücksichtigt.

Nach einer Übersicht über Meßfehler werden im letzten Abschnitt des Buches Beispiele zur Anwendung der IR-Meßtechnik gegeben. Die wenigen angeführten Beispiele beschreiben aber nur einen begrenzten Bereich der umfangreichen Palette der Einsatzmöglichkeiten der IR-Meßtechnik. Im wesentlichen kann dieser Teil dazu dienen, einen Einblick in das Meßverfahren zu geben und zu weiteren Anwendungen anzuregen.

Das Buch eignet sich sowohl für Ingenieure, die sich mit der IR-Meßtechnik beschäftigen müssen, als auch für Wissenschaftler, die in diese Materie eindringen wollen.

B 1527 *H. Vetter*

Mathematische Methoden und Modelle der Planung. Herausgegeben von *L. L. Terechov* (in Russ.), Kiew: Verlag Višča Škola 1981. 268 Seiten, 63 Bilder und Tafeln.

Unter bewährter Federführung von *L. L. Terechov* wurde ein neues Handbuch zur umfassenden Darstellung der theoretischen und ökonomisch-mathematischen Sicherstellung (im Sinne von ASU) von Systemen der optimalen Funktion der Volkswirtschaft erarbeitet. Stets ausgehend von den relevanten Fragen der ökonomisch-mathematischen Modellierung sowie den Wechselbeziehungen zwischen Modellierung und Realisierung der Modelle in der Leitung und Planung der Volkswirtschaft, in ASU der unterschiedlichen Ebenen werden im wesentlichen praxisrelevante bzw. bereits effektiv eingesetzte Korrelations-, Verflechtungs- und Optimierungsmodelle, die den gegenwärtigen Entwicklungsstand weitgehend charakterisieren, behandelt.

Die Modellierung wird eingangs sowohl als Methode als auch in ihrer konkreten Anwendung zur Entwicklung mathematischer Modelle für die Wirtschaft dargestellt. Im Anschluß daran erfolgt die anwendungsbezogene Diskussion eines umfangreichen Materials in den Schwerpunkten volkswirtschaftliche Korrelationsmodelle (insbesondere Produktionsfunktionen) und Verflechtungsbilanzierung für Produktion und Distribution (mit Erweiterung zu dynamischen und regionalen zwischenzweiglichen Verflechtungsmodellen), Planung der gesellschaftlichen Konsumtion, optimale Planung der Produktion (lineare und nichtlineare Optimierung in der Volkswirtschaft und in Industriebetrieben, Modelle der optimalen Planung in der Landwirtschaft, im Transportwesen und im Handel), operative Planung und Steuerung der Produktion, der Wirtschaft in ihrer Gesamtheit. Unverkennbar hat die operative Planung und Steuerung mit 40 Seiten die besondere Aufmerksamkeit der Autoren. Zugleich ist dieser Abschnitt bei kritischer Betrachtung derjenige, der für den gegenwärtigen Entwicklungsstand sicher nicht vollständig repräsentativ ist.

Anhand von 54 Literaturangaben kann der Leser ein gezieltes Studium der grundlegenden Literatur zu den einzelnen Schwerpunkten vornehmen.

Das Buch erscheint sowohl hinsichtlich des Spektrums der behandelten Methoden und Modelle wie auch in bezug auf die Tiefgründigkeit der Darstellungen als recht dienlich für Theorie und Praxis.

B 1520 *G. Peißker*

Steady-state flow-sheeting of chemical plants (Fließschemasimulation von Chemieanlagen). Herausgegeben von *P. Benedek*. Amsterdam/Oxford/New York: Elsevier Scientific Publishing Company 1980. 406 Seiten.

Digitale Simulationsverfahren als Mittel der Rationalisierung von Entwurf und Auslegung technischer Anlagen haben im letzten Jahrzehnt weltweite Beachtung gefunden und wurden an vielen Stellen entwickelt. Ein Beweis für dieses beständige Interesse ist die Tatsache, daß das 1973 in ungarischer Sprache und 1977 unter dem Titel „SIMUL — ein Programm für die mathematische Simulation von verfahrenstechnischen Systemen" im Akademie-Verlag Berlin erschienene Werk nunmehr in einer englischen Übersetzung vorliegt. Dabei gibt der deutsche Titel den Inhalt am besten wieder. Beschrieben wird das auf ALGOL beruhende Programmsystem SIMUL zur Fließschemasimulation des statischen Verhaltens. Eingeschlossen ist ein Programmsystem FISC zur Berechnung von Stoffwerten. Für 207 Stoffe werden dazu die Basisdaten angegeben. Da die einzelnen Prozeduren relativ ausführlich beschrieben werden, kann dieser Teil des Werks auch als Nachschlagematerial für Stoffwertberechnungen dienen. Wie ähnliche Programmsysteme zur Fließschemasimulation enthält SIMUL eine größere Anzahl von Funktionsblöcken zur Simulation typischer verfahrenstechnischer Prozeßeinheiten (Beispiele: Rohrleitung, Mischer, Separator, Wärmeübertrager, Destillation, Absorption), deren grundsätzlicher Aufbau geschildert wird, die Methodik zur Formulierung der Systemstruktur sowie Blöcke für Sonderfunktionen (z. B. Optimierung). Zahlreiche, immer wieder aufgegriffene Beispiele verdeutlichen die Anwendung dieses Instrumentariums. Nach dem Durcharbeiten des Buches wird der Leser somit in der Lage sein, selbständig seine Probleme für die Lösung durch SIMUL aufzubereiten.

Die englische Ausgabe des Buches folgt im Grundaufbau der deutschen. Weiterentwicklungen finden sich an verschiedenen Stellen, z. B. bei der Behandlung von Rückkopplungen und Regelungen. Die zahlreichen Beispiele wurden aktualisiert und durch zusätzliche Übungsprobleme ergänzt. Ein 10. Abschnitt über rechnerunterstützten Prozeßentwurf schließt jetzt das Buch ab, gefolgt von einem kurzen Ausblick, der zusammen mit dem 0. Abschnitt dem Gesamtbuch eine gewisse persönliche Einrahmung gibt. Als Leser des Werks kommen naturgemäß vor allem diejenigen Entwicklungs- und Projektierungsingenieure in Frage, die selber aktiv mit dem Simulationssystem SIMUL arbeiten oder arbeiten werden. Darüber hinaus verdient das Werk aber als Einführung in Grundstrategien der Fließschemasimulation Beachtung bei einem viel breiteren Leserkreis, denn die beschriebenen Methoden gestatten eine wesentliche Rationalisierung und Qualitätsverbesserung im Anlagenentwurfs- und -projektierungsprozeß und werden in Zukunft noch weiter an Bedeutung gewinnen.

B 1502 *G. Brack*

Computer Logic, Testing and Verification. Von *J. P. Roth*. Fall River Lane, Potomac: Computer science Press Inc. 1980. 176 Seiten, zahlr. Bilder.

In diesem Buch stellt der besonders durch seinen D-Algorithmus bekannt gewordene Mathematiker *Paul Roth* Ergebnisse von 24 Jahren Forschung bei IBM sowie an Universitäten in den USA und Rom vor. Diese betreffen Theorie und Praxis des (rechnergestützten) Entwurfs, u. a. Logikoptimierung, Fehlerdiagnose und Entwurfsverifikation. Die Abhandlungen sind in sich abgeschlossen und erfordern keine besonderen Vorkenntnisse auf mathematischem oder computerwissenschaftlichem Gebiet. Als Grundlage für die weiteren Abschnitte werden im ersten Kapitel Grundbegriffe der Minimierung für 2- und 3-Ebenenlogik und Beschreibungsmittel behandelt. Im 2. Kapitel wird auf den Entwurf von Kombinationsschaltungen eingegangen: die Berechnung der Normalform aus einer Schaltungsbeschreibung; umgekehrt die Bestimmung einer technologiebezogenen Schaltungslösung durch einen Faktorisierungsalgorithmus. Zur Generierung von Testbedingungen für kombinatorische (Kapitel 3) bzw. „regulär" strukturierte sequentielle (Kapitel 5) Schaltungen wird ausführlich der seit langem vielerorts eingesetzte D-Algorithmus diskutiert. Im Kapitel 4 beschreibt *Roth* seine Methode des regulären Logikentwurfs, die zur Ausschaltung dynamischer Probleme, zur verbesserten bzw. vereinfachten Entwurfsverifizierung und Diagnose entwickelt und bereits bei den Rechnermodellen 360/40 und 360/195 eingesetzt wurde. Hierzu gehört die Hochniveau-Beschreibung von Algorithmen durch „R-Notation" (Kapitel 1) und die Hardwarebeschreibungssprache **PL/R**. Durch einen Compiler, **RTRAN**, wird ein **PL/R**-Text in einen regulären Logikentwurf überführt. Bei Steuerlogik sollen diese automatischen Entwürfe von gleicher Qualität wie Handentwürfe sein. Ein zu **RTRAN** „inverses" Programm übersetzt umgekehrt Logikentwürfe in eine **PL/R**-Darstellung, etwa zur Aktualisierung von Unterlagen. Diese Programme unterstützen auch (Kapitel 6 und 9) die Verifikation von Entwürfen: Eine wie auch immer entworfene (reguläre) Schaltung wird auf funktionelle Äquivalenz mit einem korrekten, automatischen Entwurf geprüft. Die Kapitel 5 und 6 ziehen daneben auch den LSSD-Entwurf (*Eichelberger*) in die Betrachtung mit ein, bei dem die Diagnosefreundlichkeit noch weiter getrieben ist als beim regulären Entwurf. Ein interessanter Algorithmus zur Trassenberechnung (Zellenkalkül) wird in Kapitel 7 kurz behandelt.

Das vorletzte Kapitel führt ein universelles Funktionselement ein, das die automatische Rekonfiguration im Fehler- oder Änderungsfalle erlaubt — einfach durch Anpassung von Registerinhalten.

Schwer zugängliche Schaltungsteile können auf diese Weise ohne direkten Eingriff repariert werden. Der Hardwareaufwand erhöht sich zwar auf das 10fache, aber diese Überlegungen dienen offenbar der logisch-algorithmischen Vorbereitung der Einführung extrem dichter und schneller Technologien wie der Josephson-Schaltkreistechnik.

Das Buch ist klar gegliedert und systematisch aufgebaut; jedes Kapitel schließt mit teilweise anspruchsvollen Übungsaufgaben, Hinweisen auf weitere Arbeiten und einer Bibliographie. Die in den Kapiteln behandelten Themen hängen eng zusammen. Durch eine ausführliche, teilweise redundante Darstellung (Wiederholungen, Vorbegriffe) sind die Kapitel aber auch einzeln lesbar.

B 1463 *K.-A. Zech*

MIKRONIKA '82

Vom 29. bis 31. März findet in Warschau die wissenschaftlich-technische Konferenz MIKRONIKA '82 unter Beteiligung von Vertretern der sozialistischen Länder statt. Sie steht unter dem Thema „Fortschritt im Bau elektronischer und mechanischer Geräte" und befaßt sich mit neuen Erkenntnissen auf den Gebieten Projektierung, Konstruktion und Fertigung im Feingerätebau.

Folgende Themenkreise werden behandelt:

- Projektieren und Entwerfen von Geräten und Baugruppen (Entwurfsverfahren, Mikroelektronikeinsatz, dynamische Probleme, Gerätezuverlässigkeit, Bausteinsysteme, Umwelteinflüsse)
- Fertigungsverfahren und -mittel im mikrotechnischen Gerätebau (Vorbereitung des technologischen Prozesses, Montagehilfsmittel, Steuerung des Fertigungsprozesses, Zuverlässigkeit maschineller Anlagen, zukunftorientierte Herstellungsprozesse)
- Qualitätsüberwachung und Steuerung (Meß- und regelungstechnische Mittel und Systeme in Produktionsprozessen, Fehlerortung in elektronischen Schaltkreisen, Diagnostik-Prüfstände, Mechanisierung und Automatisierung im Prüfwesen).

Die Tagung findet im Haus der Technik N. O. T. statt. Das Sekretariat (*R. Calikowski*) ist unter der Anschrift PL 01-517 Warszawa, ul. Mickiewicza 9, zu erreichen (Tel. 39-08-76).

Zusammenarbeit ČSSR—DDR bei Rohrleitungsarmaturen

Vom 17. bis 20. November 1981 fand in Leipzig eine gemeinsame Armaturenausstellung des Koncerns Sigma/ČSSR und des Armaturenkombinats/DDR statt. Beide Partner zeigten Exponate, die das Ergebnis von wissenschaftlich-technischer Zusammenarbeit, Produktionskoordinierung und Spezialisierung darstellen. Damit werden sowohl die im Komplexprogramm des RGW festgelegten Aufgaben beiderseits verwirklicht als auch der Bedarf für alle Zweige der Volkswirtschaften der ČSSR und der DDR an spezialisierten Armaturen befriedigt.

Die ČSSR hat sich auf die Erzeugnisse

- Keilschieber aus Stahlguß
- Flüssigkeitsstandanzeiger ab ND 25
- Sicherheitsventile
- gummierte Armaturen
- Kugelhähne ND 80 für Erdgasleitungen
- Rückschlagklappen aus Stahlguß

spezialisiert.

Die DDR fertigt dafür u. a.

- Kondensatableiter
- selbsttätige Druckregler
- Scheibenabschlußschieber
- Flüssigkeitsstandanzeiger ND 16.

Dieses gemeinsame Herangehen bringt qualitativ bessere Erzeugnisse, führt zur Steigerung der Arbeitsproduktivität durch höhere Serien, ermöglicht die Rationalisierung der Fertigungsprozesse auf hohem technologischem Niveau und sichert damit die volkswirtschaftliche Bedarfsdeckung.

Mikrorechnerversuchsplätze im studentischen Praktikum

An der Sektion Elektronik der Humboldt-Universität zu Berlin wurden 1980 zwei neue Praktikumsversuchsplätze mit Mikrorechnern vom Typ K 1510 auf der Basis des Mikroprozessors U 808 eingerichtet. Der eine dieser Versuchsplätze realisiert eine komfortable Fahrstuhlsteuerung für fünf Etagen. Der Mikrorechner verarbeitet die Rufsignale der einzelnen Etagen, bedient sie in der Reihenfolge der Anmeldung bzw. der Fahrtrichtung, überwacht die Türschalter und Sicherheitseinrichtungen. Die Studenten untersuchen verschiedene Programmvarianten, fügen kleinere Programmabschnitte selbst ein und können sich das laufende Programm am Bildschirm ausgeben lassen. Der zweite Versuchsplatz gestattet es den Studenten, die Software-Strukturierung eines Reglers kennenzulernen und vor allem den Einfluß der Tastzeit, die unvermeidlich durch die Umsetzung der Signale und die Rechenzeit im Regler entsteht, zu erproben.

(ADN-BWT (18) 1468, 6a)

„Sprechender" Computer

Den Vormarsch „sprechender" Geräte auf dem Computermarkt illustriert ein Chip-Bausatz für Sprachsynthesegeneratoren unter der Bezeichnung „Digitalker" der amerikanischen Fa. National Semiconducter. Den Kern bildet eine Prozessoreinheit, die ihre Digitalinformation aus Festwertspeichern bezieht. Mit einer Speicherkapazität von 128 Kbit können die Analogsignale für maximal 256 gesprochene Wörter gewonnen werden; in der Praxis liegt die Anzahl aber wegen unterschiedlicher Wortkomplexität niedriger. Die Speicher können nach den Wünschen des Nutzers oder mit einem Standardvokabular programmiert werden. Das Vokabular umfaßt 144 Wörter, die in beliebiger Reihenfolge zusammengestellt und abgerufen werden können. (ADN-BWT (18) 1451)

Mikrocomputer für chinesische Schriftzeichen

An einem Pekinger Institut für Rechentechnik wurde ein Microcomputersystem entwickelt, mit dem chinesische Schriftzeichen verarbeitet werden können. Dies ist von außerordentlicher Bedeutung für die chinesischen Setzereien, das Kommunikationswesen und das Speichern von Daten. Die Eingabe der Zeichen erfolgt entweder über einen 4stelligen Zahlenkode oder über 128 Tasten mit jeweils zwei Symbolen von in den Zeichen vorkommenden Strichkomponenten. Die chinesische Sprache hat 50000 Zeichen, von denen allerdings nur etwa 4000 im Alltagsleben eine Rolle spielen. Ungefähr 5000 Zeichen können durch das neue System erfaßt werden.

(ADN-BWT (18) 1474, 8c)

Mathematisches Modell für den Müggelsee

Mit Hilfe eines im Institut für Geographie und Geoökologie Berlin entwickelten mathematischen Modells für den Berliner Müggelsee ist es möglich, den gegenwärtigen Zustand des Sees zu ermitteln, Prognosen zur Veränderung der Wasserbeschaffenheit und Sanierungsvarianten zu berechnen.

(ADN-BWT (18) 1470, 10a)

Diagnosegerät für Verbrennungsmotoren

In Budapest wurde ein universelles Diagnosegerät für Vergaser- und Dieselmotoren mit der Bezeichnung „Motortester/ELKON SD 300" gemeinsam von ungarischen und sowjetischen Fachleuten entwickelt. Es dient vor allem der Instandhaltung moderner landwirtschaftlicher Maschinen. Die meisten Messungen können ohne Demontage erfolgen. Die Steuerung sämtlicher Messungen erfolgt mit Hilfe eines zentralen Meßpultes. Für die Diagnoseparameter stehen Meßkanäle zur Verfügung, die als Einzelgeräte an das zentrale Meßpult angeschlossen werden. Auch der Kohlenmonoxidgehalt kann bestimmt werden. Dazu wird das Zusatzgerät „ELKON-S205" verwendet. Entsprechend hat das Diagnosegerät auch Bedeutung für den Umweltschutz.

(ADN-BWT (18) 1473, 9b)

KURZFASSUNGEN

Krauß, M.; Jehmlich, W.; Engewald, J.: IA 4.5.1.5.

A/D-Umsetzung bei der Meßdatenerfassung, insbesondere unter dem Aspekt der Kopplung mit dem Mikrorechnersystem K 1520

msr **25** (1982) H. 2, S. 62—67

Der vorliegende Beitrag wird mit informationstheoretischen Betrachtungen zur A/D-Umsetzung eingeleitet. Im Rahmen der mikrorechnergestützten Meßdatenerfassung und -verarbeitung werden spezielle Eingabe-/Ausgabe-Schnittstellen benötigt, die eine Ankopplung der Daten- bzw. Prozeßperipherie an den Systembus des Mikrorechners ermöglichen. Es werden zwei Schaltungsvarianten für derartige Eingabe-Schnittstellen betrachtet, die im Zusammenwirken mit einem ebenfalls vorgestellten ADU als analoge Eingabe-Module arbeiten. Diese analogen Eingabe-Module sind auf Steckkarten zum Anschluß an den Systembus des Mikrorechners ausgeführt.

Guth, U.; Möbius, H.-H.: IA 3.2.4.2.

Entwicklungstrends bei der Analyse von Rauchgasen

msr **25** (1982) H. 2, S. 72—75

Zur Analyse von Gasen werden zunehmend mit Hilfe von Festkörpern arbeitende elektrische Verfahren herangezogen. Besondere Fortschritte an Flammen und Rauchgasen erzielt man mit Sonden ohne Probennahme, die bis 1540 °C eingesetzt werden und hohe Ansprechempfindlichkeit bei wenig Wartungsaufwand gewährleisten. Vereinfachte und verbilligte Varianten ermöglichen den Einsatz in Feuerungs-, Glüh- und Schmelzanlagen aller Art und Größe. Außer Leitfähigkeitseffekten im Volumen oder an Oberflächen fester Körper nutzt man vor allem potentio-, ampero- und coulometrische Verfahren mit galvanischen Festelektrolyten. Die O_2-Messung wird beherrscht, die Messung von SO_2, CO_2, NO_x und CO ist noch Gegenstand der Forschung.

Hennecke, P.; Jaunich, D.: IA 5.5.4.5.

Einsatz von Mikroprozessoren in automatischen Steuerungen elektrischer Antriebe

msr **25** (1982) H. 2, S. 76—79

Die Entwicklungen auf dem Gebiet der Mikroprozessorentechnik beeinflussen auch die elektrische Antriebstechnik. Im Beitrag wird eine Übersicht gegeben, wie der Einsatz von Mikroprozessoren in elektrischen Antriebssystemen gegenwärtig erfolgt. Die angeführten Anwendungsbeispiele sind nach den kybernetischen Gesichtspunkten Steuerung, direkte digitale Regelung und digitale Sollwertberechnung gegliedert.

Teufel, T.: IA 1.1.; 2.3.2.5.

Spezieller Entwurf von PID-Reglern unter Benutzung der linearen optimalen Regelungstheorie

msr **25** (1982) H. 2, S. 80—85

Es wird ein Regler-Entwurfsverfahren vorgestellt, das für lineare zeitinvariante Einfachsysteme mit Hilfe der linearen optimalen Regelungstheorie zu einem optimalen Folgeregler führt, der sich aus einem PID_{n-1}-Regler und einem Kompensator zusammensetzt. Es wird gezeigt, daß die D_{n-1}-Anteile einer Zustandsrückführung entsprechen, wobei die Zustandsgrößen mit einem Zustandsbeobachter rekonstruiert werden können. Der Reglerentwurf ist parameterunempfindlich, und für den geschlossenen Regelkreis stellt sich im stationären Zustand keine bleibende Regelabweichung ein.

Gatzmanga, H.; Lux, R.: IA 3.2.4.

Grobtest zur Fehlerlokalisierung in thermomagnetischen Sauerstoffanalysatoren

msr **25** (1982) H. 2, S. 101—102

Im Beitrag wird dem Anwender von thermomagnetischen Sauerstoffanalysatoren eine Testmöglichkeit vorgeschlagen, die es gestattet, bei auftretenden Abweichungen des Ausgangssignales vom Meßwert mit einfachen Mitteln eine Lokalisierung der Fehlerursachen zu ermitteln. Dazu werden zwölf Tests vorgestellt, die der Reihe nach abzuarbeiten sind.

Peschel M.; Mende, W.: IA 2.3.2.

Volterra-Modelle für nichtlineare und instationäre Systeme und deren Äquivalenztransformationen

msr **25** (1982) H. 2, S. 102—104

Insbesondere in der Ökologie haben kinetische Triebkraftmodelle eine besondere Bedeutung. Als universelles Beschreibungshilfsmittel zum Strukturentwurf eignen sich Volterra-Modelle. Im Beitrag werden mit Hilfe verallgemeinerter Volterra-Systeme und zulässiger Äquivalenztransformationen beliebige nichtlineare und instationäre Verhaltensweisen von Regelungssystemen einer einheitlichen Behandlung unterzogen.

РЕЗЮМЕ

Krauß, M.. Jehmlich, W.; Engewald, J.: ИА 4.5.1.5.

А—Ц-Преобразование при регистрации данных измерений, в частности с точки зрения связи с микровычислительной системой К 1520

msr **25** (1982) № 2, стр. 62—67

Введением данной статьи являются информационно-теоретические рассмотрения по а—ц-преобразованию. В рамках регистрации и обработки данных измерений при применении микровычислительной машины необходимы специальные места стыка ввода и вывода, которые делают возможной связь между периферией данных или процесса и системной магистралью микровычислительной машины. Рассмотрены два варианта включения для таких мест стыка ввода, работающие как аналоговые модули ввода в взаимодействии с а—ц-преобразователем, который также представляется. Данные аналоговые модули ввода выполнены на съемных платах со штекерным разъёмом для соединения с системной магистралью микровычислительной машины.

Guth, U.; Möbius, H.-H.: ИА 3.2.4.2.

Тенденции развития при анализе дымовых газов

msr **25** (1982) № 2, стр. 72—75

Для анализа газов в возрастающей мере применяются электрические методы, работающие с помощью твердых тел. Особые прогрессы достигаются у пламён и дымовых газов с помощью зондов без отбора проб, применяющих до 1540 °С и обеспечивающих высокую чувствительность срабатывания при небольших затратах для ухода. Упрощенные и удешевленные варианты делают возможным применение в топочных, калильных и плавильных устройствах всех видов и величин. Наряду с эффектами проводимости в объеме или на поверхностях твердых тел использованы, прежде всего, потенциометрические, амперометрические и кулометрические методы с гальваническими твердыми электролитами. Владеют измерением O_2, в то время, как измерение SO_2, CO_2, NO_x и CO еще является предметом исследования.

Hennecke, P.; Jaunich, D.: ИА 5.5.4.5.

Применение микропроцессоров в автоматических управлениях электрических приводов

msr **25** (1982) № 2, стр. 76—79

Разработки в области микропроцессорной техники также и влияют на электрическую приводную технику. В статье дан обзор, каким образом в настоящее время происходит применение микропроцессоров в электрических приводных системах. Приведенные примеры применения подразделены в зависимости от кибернетических точек зрения управления, непосредственного цифрового регулирования и расчета цифрового заданного значения.

Teufel, T.: ИА 1.1.; 2.3.2.5.

Специальная разработка регуляторов ПИД с использованием линейной оптимальной теории регулирования

msr **25** (1982) № 2, стр. 80—85

Представлен метод разработки регуляторов, который приводит к оптимальному следящему регулятору линейных инвариантных во времени простых систем, состоящему из регулятора $ПИД_{n-1}$ и компенсатора. Показано, что доли $Д_{n-1}$ соответствуют обратной связи состояния, причем параметры состояния могут быть реконструированы с помощью наблюдателя состояния. Разработка регуляторов является нечувствительной от параметров, и для замкнутой цепи регулирования в установившемся состоянии не образуется постоянное отколнение регулирования.

Gatzmanga, H.; Lux, R.: ИА 3.2.4.

Грубая проверка для локализации ошибок в термомагнитных анализаторах кислорода

msr **25** (1982) № 2, стр. 101—102

В данной статье потребителю термомагнитных анализаторов кислорода предлагается возможность проверки, позволяющая определение локализации причин ошибок при возникающих отклонениях выходного сигнала от значения измерения при помощи простых средств. Для этой цели представлено 12 проверок, которые последовательно должны обрабатываться.

Peschel, M.; Mende, W.: ИА 2.3.2.

Модели Вольтерра для нелинейных и нестационарных систем и их трансформаций эквивалентности

msr **25** (1982) № 2, стр. 102—104

В частности, в области экологии кинетические модели вынуждающей силы имеют особое значение. В качестве универсального описательного вспомогательного средства для разработки структуры пригодны модели Вольтерра. В данной статье с помощью обобщенных систем Вольтерра и допустимый трансформаций эквивалентности любые нелинейные и нестационарные режимы систем регулирования подвергаются единому рассмотрению.

SUMMARIES

Krauß, M.; Jehmlich, W.; Engewald, J.: IA 4.5.1.5.

On the Coupling of an Analog-to-Digital Converter with the Microcomputer K 1520 for Measurement Data Acquisition

msr 25 (1982) No. 2, pp. 62—67

Within the scope of the microcomputer-based measurement data acquisition and processing special input-output interfaces are needed which allow the coupling of the data and process periphery, respectively, to the system bus of the microcomputer: Starting from information-theoretical considerations on the analog-to-digital conversion the authors deal with two variants of such input interfaces working as analogue input modules in connection with an analog-to-digital converter also presented. These analogue input modules are realized on plug-in cards for the coupling to the microcomputer system bus.

Guth, U.; Möbius, H.-H.: IA 3.2.4.2.

Trends in Combustion Gas Analysis

msr 25 (1982) No. 2, pp. 72—75

Electrical methods using solid bodies are increasingly applied to gas analysis. Particular progress with flames and flue gases is obtained by means of probes without probe drawing which are used up to 1540 °C and assure high sensitivity and small maintenance expense. Simplified and cheapened variants allow the application in firing, annealing and melting plants of all kind and size. Besides conductivity effects in the volume or on surfaces of solid bodies one uses, above all, potentiometric, amperometric and coulometric methods with galvanic solid electrolytes. The measurement of O_2 is mastered whereas the measurements of SO_2, CO_2, NO_x and CO still being subject of research.

Hennecke, P.; Jaunich, D.: IA 5.5.4.5.

Application of Microprocessors in Automatic Controls of Electric Drives

msr 25 (1982) No. 2, pp. 76—79

The developments in the microprocessor field also influence the electrical drive engineering. The authors give a survey on the present use of microprocessors in electrical drive systems. The application examples presented are arranged accordingly to the cybernetical viewpoints feedforeward control, direct digital feedback control and digital reference value calculation.

Teufel, T.: IA 1.1.; 2.3.2.5.

Special PID-Controller Design by the Linear Optimal Control Theory

msr 25 (1982) No. 2, pp. 80—85

The author presents a controller design method which, in the case of linear time-invariant single-variable plants and on the base of the linear optimal control theory, leads to an optimal servo-controller consisting of a PID_{n-1}-controller and a compensator. It is shown that the D_{n-1}-components correspond to a state feedback where the state variables may be reconstructed by a state observer. The controller design is parametrically insensitive, for the closed control loop no stationary control error arising.

Gatzmanga, H.; Lux, R.: IA 3.2.4.

Rough Test for Error Localization in Thermomagnetic Oxygen Analyzers

msr 25 (1982) No. 2, pp. 101—102

For the user of thermomagnetic oxygen analyzers the authors propose a test possibility allowing to localize the error sources by simple means if deviations of the output signal from the measurement value arise. For this, 12 tests are presented which must be carried out one after the other.

Peschel, M.; Mende, W.: IA 2.3.2.

Volterra Models for Nonlinear and Instationary Systems and their Equivalence Transformations

msr 25 (1982) No. 2, pp. 102—104

Particularly in ecology kinetic driving force models are of great importance. As a universal description means for the structural design Volterra models are suited. In this contribution the authors treat any nonlinear and instationary control system behavior in a uniform way by means of generalized Volterra systems and admissible equivalence transformations.

RÉSUMÉS

Krauß, M.; Jehmlich, W.; Engewald, J.: IA 4.5.1.5.

Sur le couplage d'un convertisseur analogique numérique avec le micro-ordinateur K 1520 pour l'ncquisition des données de mesure

msr 25 (1982) No. 2, pp. 62—67

En cadre de l'acquisition et du traitement des données de mesure sur la base de micro-ordinateurs, des interfaces entrée-sortie sont nécessaires qui permettent de coupler la périphérie de donnée et de processus avec le bus de système du micro-ordinateur. A partir de considérations information-théoriques de la conversion analogique numérique, les auteurs traitent deux variantes pour tels interfaces entrée qui travaillent comme modules d'entrée analogiques en connection avec un convertisseur analogique digital aussi présenté. Ces modules d'entrée analogiques sont réalisés sur des cartes enfichables pour le couplage avec le bus de système du micro-ordinateur.

Guth, U.; Möbius, H.-H.: IA 3.2.4.2.

Des tendances de l'analyse de gaz brûlé

msr 25 (1982) No. 2, pp. 72—75

Des méthodes électriques utilisant des corps solides sont de plus en plus employées pour l'analyse de gaz. Un particulier progrès près de flammes et gaz brûlés est obtenu à l'aide de sondes sans tirage qui sont appliquées jusqu' à 1540 °C et assurent une haute sensibilité et peu de dépense de maintien. Des variantes simplifiées et réduites en prix permettent l'emploi dans des installations de chauffage, de recuit et de fonte de toute sorte et dimension. Outre les effets de conductivité dans le volume ou aux surfaces de corps solides, on utilise, sourtout, des méthodes potentiométriques, ampèrométriques et coulométriques aux électrolytes solides galvaniques. La mesure O_2 est maîtrisée tandis que les mesures SO_2, CO_2, NO_x et CO sont encore un sujet de la recherche.

Hennecke, P.; Jaunich, D.: IA 5.5.4.5.

L'emploi de microprocesseurs dans les commandes automatiques d'entraînements électriques

msr 25 (1982) No. 2, pp. 76—79

Les développements sur le champ de la technique de microprocesseur influencent aussi la technique d'entraînement électrique. Les auteurs donnent un aperçu sur l'emploi présent de microprocesseurs dans des systèmes d'entraînement électriques. Les exemples d'application présentés sont divisés conformément aux points de vue cybernétiques commande, réglage digital direct et calcul digital ues valeurs de référence.

Teufel, T.: IA 1.1.; 2.3.2.5.

Un projet spécial de régulateurs PID par la théorie de commande optimale linéaire

msr 25 (1982) No. 2, pp. 80—85

L'auteur présente une méthode de projet de régulateur qui, en cas de systèmes linéaires monovariables invariants en temps et sur la base de la théorie optimale linéaire, conduit à un servo-régulateur optimal consistant en un régulateur PID_{n-1} et un compensateur. Il est montré que les composants D_{n-1} correspondent à un retour d'état et les variables d'état peuvent être reconstruites par un observateur d'état. Le projet de régulateur est paramétriquement insensible et pour la boucle fermée de réglage une erreur stationnaire n'existe pas.

Gatzmanga, H.; Lux, R.: IA 3.2.4.

Un grossier test pour la localisation d'erreurs dans des analyseurs d'oxygéne thermomagnétiques

msr 25 (1982) No. 2, pp. 101—102

Pour l'usager d'analyseurs d'oxygène thermomagnétiques, les auteurs proposent une possibilité de test permettant de localiser les sources d'erreurs par de simples moyens si des déviations entre le signal de sortie et la valeur de mesure apparaissent. Pour cela, 12 tests sont présentés qu'il faut exécuter l'un après l'autre.

Peschel, M.; Mende, W.: IA 2.3.2.

Des modèles de Volterra pour des systèmes nonlinéaires et instationnaires et leurs transformations d'équivalence

msr 25 (1982) No. 2, pp. 102—104

Particulièrement en écologie, des modèles de force motrice cinétiques ont une grande importance. Comme moyen de description universel pour le projet structurel, on peut employer des modèles de Volterra. Dans cette contribution, les auteurs traitent un comportement nonlinéaire et instationnaire quelconque de systémes de réglage d'une manière uniforme et à l'aide de systèmes de Volterra généralisés et de transformations d'équivalence admissibles.

Bestellschein

Technik-Literatur

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Schiffbau · Schiffahrt · Fischereitechnik

TECHNIK-WÖRTERBUCH
Russisch-Englisch-Deutsch
mit etwa 31000 Fachbegriffen
E. Bensch
2., durchgesehene Aufl., 784 Seiten,
Kunstleder 85,— M
Bestell-Nr. 5526372

Polygraphie

TECHNIK-WÖRTERBUCH
Englisch-Deutsch-Französisch-Russisch-
Spanisch-Polnisch-Ungarisch-Slowakisch
mit etwa 14000 Fachbegriffen
W. Müller
2., unveränderte Aufl., 1020 Seiten,
Kunstleder 90,— M
Bestell-Nr. 5527586

Physik

Schwingungen und Wellen, Wärmelehre
Hochschulliteratur
A. Recknagel
12., bearbeitete Aufl., 268 Seiten, zahlr. Bilder
und Tafeln,
Kunstleder 16,— M
Bestell-Nr. 5529418 .....

Automatisierte Elektroantriebe

R. Schönfeld; E. Habiger
1. Aufl., 532 Seiten, 445 Bilder, 60 Tafeln,
Leinen 40,— M
Bestell-Nr. 5528319 .....

Kontinuierliche Steuerung

Arbeitsbuch: Aufgaben und Anwendung
Reihe Theoretische Grundlagen der automatischen Steuerung
J. Sponer
1. Aufl., 222 Seiten, 155 Bilder, 19 Tafeln,
Leinen 16,— M
Bestell-Nr. 5529661 .....

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

Expl.

.....

.....

.....

.....
Name, Vorname

.....
Anschrift mit Postleitzahl

....
Datum Unterschrift

messen · steuern · regeln

Herausgeber Verlag	Kammer der Technik VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 2870 0; Telex: 0112228 techn dd
Verlagsleiter	Dipl.-Ök. *Herbert Sandig*
Redaktion	Dr.-Ing. *Dietrich Werner*, Verantwortlicher Redakteur; Telefon: 287 03 62; Dipl.-Ing. *Dieter Herrmann*, Redakteur, Telefon: 287 03 74
Lizenz-Nr.	1112 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	15936
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,— M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,— M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	VEB Druckerei „Thomas Müntzer", 5820 Bad Langensalza
	Umschlag — eingetragene Schutzmarke des Warenzeichenverbandes Regelungstechnik e. V., Berlin
Anzeigenannahme	DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin, 1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28—31 (Telefon: 270 32 90), und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 6 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR-1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten DDR	sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR	Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' und Postämter
SVR Albanien	Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirane
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR Polen	ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei şi Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti
ČSSR	PNS, Vinohradská 46, 12043 Praha 2 PNS, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
Ungarische VR	P.K.H.I., P.O.B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba	Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China	China National Publications Import Corporation, P.O. Box 88, Peking
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische VDR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin	ESKABE-Kommissionsgrossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141—167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin(West) 30, sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR-1020 Berlin, Postfach 293
Österreich	Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, A-1206 Wien
Schweiz	Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, CH-8004 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR-1020 Berlin, Postfach 293

Annahmebedingungen

Die Redaktion veröffentlicht nur solche Beiträge, die noch an keiner anderen Stelle des In- und Auslandes in dieser Form erschienen sind oder bis zur Veröffentlichung erscheinen werden und die die Verfasser bis zum Ablauf des ersten, dem Erscheinen folgenden vollen Kalenderjahres an keiner anderen Stelle veröffentlichen, ohne hierzu vorher die Zustimmung der Redaktion der Zeitschrift eingeholt zu haben. Mit der Annahme und Veröffentlichung des Manuskriptes geht das ausschließliche Verlagsrecht für alle Sprachen und Länder auf den Verlag über. Es ist ohne ausdrückliche Genehmigung der Redaktion nicht gestattet, fotografische Vervielfältigungen, Mikrofilme u. a. von Heften der Zeitschrift, einzelnen Beiträgen oder von Teilen daraus herzustellen. Ferner behält sich die Redaktion Änderungsvorschläge nach der Durcharbeitung der Beiträge vor. Beiträge müssen eine Kopie der Veröffentlichungsfreigabe des Betriebes bzw. des Instituts enthalten.

Richtlinien für die Manuskriptgestaltung sind dem Heft 1 (Beilage) messen · steuern · regeln 1982 zu entnehmen bzw. werden von der Redaktion auf Anfrage zugesandt. Die Einhaltung dieser Gesichtspunkte garantiert eine sofortige Bearbeitung und verzögerungsfreie Veröffentlichung der Arbeit in der Zeitschrift.

Hierbei handelt es sich um neue Titel aus der UdSSR, die dem sowjetischen Neuerscheinungsdienst "Novye knigi" entnommen sind. Die Bücher können über den Volksbuchhandel bestellt werden.

[1] *Abutaliev, F. B.; Achatov, Ju. K.:* Mnogošagovoe verojatnostnoe ocenivanie pri nepolnoj informacii i ego priloženija (Mehrschrittschätzung bei unvollständiger Information und ihre Anwendung). Fan (UzSSR). 3. Quart. 1982. NK-No. 25 – 81 (126).

[2] *Guš'kov, G. Ja.; Margunov, T. M.:* Algoritmičeskoe proektirovanie mikroelektronnych vyčislitel'nych struktur (Algorithmische Projektierung mikroelektronischer Rechnerstrukturen). Fan (UzSSR). 4. Quart. 1982. NK-No. 25 – 81 (128).

[3] *Ivanov, S. M.:* Čelovek sredi avtomatov (Mensch unter Automaten). Znanie. 3. Quart. 1982. NK-No. 25 – 81 (129).

[4] *Kabulov, A. V.:* Priloženija diskretnoj matematiki k kibernetike (Anwendungen des diskreten Mathematik in der Kybernetik). Fan(UzSSR). 2. Quart. 1982. NK-No. 25 – 81 (130).

[5] *Lichtzinder, M. Ja.:* Obobščennye mašinnye metody rasčeta nelinejnych avtomatičeskich sistem (Verallgemeinerte maschinelle Methoden zur Berechnung nichtlinearer automatischer Systeme). Fan(UzSSR). 3. Quart. 1982. NK-No. 25 – 81 (131).

[6] *Mausaev, M. M.; Dorosenko, O. N.:* Mikroelektronnye generatory elementarnych funkcij (Mikroelektronische Generatoren von Elementarfunktionen). Fan(UzSSR). 3. Quart. 1982. NK-No. 25 – 81 (133).

[7] *Sadullaev, R.; Abutaliev, E. B.:* Čislenno-statističeskoe modelirovanie fil'tracionnych processov i metody ich rasčeta (Numerisch-statistische Modellierung von Filterprozessen und Methoden ihrer Berechnung). Fan(UzSSR). 4. Quart. 1982. NK-No. 25 – 81 (134).

[8] Metody matematičeskoj biologii (Methoden der mathematischen Biologie). Višča škola (USSR). 1980 – 1984. NK-No. 23 – 80 (308).
Kn. 3: Metody sinteza dinamičeskich modelej biologičeskich sistem (3. Band: Methoden zur Synthese dynamischer Modelle biologischer Systeme).
Kn. 4: Metody identifikacii matematičeskich modelej biologičeskich sistem (Band 4: Methoden zur Identifikation mathematischer Modelle biologischer Systeme).
Kn. 5: Informacionnye metody sinteza modelej biologičeskich sistem (Band 5: Informationstheoretische Methoden zur Synthese von Modellen biologischer Systeme).
Kn. 6: Metody sinteza diskretnych modelej biologičeskich sistem (Band 6: Methoden zur Synthese diskreter Modelle biologischer Systeme).
Kn. 7: Metody analiza i sinteza biologičeskich sistem upravlenija (Band 7: Methoden zur Analyse und Synthese biologischer Steuersysteme).
Kn. 8: Metody rešenija zadač biologii i mediciny na EVM (Band 8: Methoden zur Lösung von Aufgaben der Biologie und Medizin auf der EDVA).

[9] *Pogosjan, E. M.:* Adaptacija kombinatornych algoritmov (Adaption kombinatorischer Algorithmen). Izd-vo AN ArmSSR. 4. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (34).

[10] *Bugylin, V. Ja.:* Pravdopodobnoe modelirovanie (Wahrheitsgetreue Modellierung) 4. Quart. 1982. Izd-vo Kazan. un-ta NK-No. 26 – 81 (35).

[11] Modelirovanie okeaničeskich proizvodstvennych sistem (Modellierung von Ozean-Produktionssystemen). Izd. Dal'nevost. nauč. centra AN SSSR. 4. Quart. 1981. NK-No. 26 – 81 (61).

[12] *Parameonov, A. N.; Kušnir, V. M.; Zaikin, V. M.:* Avtomatizacija gidrofizičeskogo eksperimenta (Automatisierung hydrophysikalischer Experimente). Gidrometeoizdat. 2. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (63).

[13] *Semevskij, F. N.; Semenov, S. M.:* Matematičeskoe modelirovanie ekologičeskich processov (Mathematische Modellierung ökologischer Prozesse). Gidrometeoizdat. 2. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (87).

[14] *Gomcjan, A. D.:* Soveršenstvovanie upravlenija vnedreniem novoj techniki (Vervollkommnung der Steuerung der Einführung neuer Technik). Izd-vo AN ArmSSR. 1. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (117).

[15] Metodičeskie materialy i dokumentacija na paketam prikladnych programm (Methodische Materialien und Dokumentationen zu angewandten Programmpaketen). Izd. Meždunar. centra nauč. i techn. informacii.
Vyp. Avtomatizirovannaja sistema obrabotki dokumentov ASOD (Automatisiertes System der Dokumentenverarbeitung ASOD). 4. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (119).
Vyp. Interaktivnaja informacionno-poiskovaja sistema POISK-3 (Interaktives Informations-Suchsystem POISK-3). 4. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (120).
Vyp. Paket prikladnych programm ISIS (Angewandte Programme ISIS). 4. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (121).
Vyp. Sistema upravlenija bazami dannych-SETOR (System zur Steuerung von Datensystemen-SETOR). 4. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (123).

[16] Verojatnostnye metody i kibernetika. Vyp. 19 (Stochastische Methoden und Kybernetik. Ausg. 19). Izd-vo Kazan. un-ta. 3. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (127).

[17] Priem i obrabotka informacii v složnych informacionnych sistemach (Empfang und Verarbeitung von Information in komplizierten Informationssystemen. Ausg. 12). Izd-vo Kazan. un-ta. 3. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (144).

[18] Prikladnoe programmnoe obespečenie edinoj elektronnych vyčislitel'nych mašin. Vyp. 6. (Angewandte Software für ESER-Anlagen. Ausg. 6). Izd. Meždunar. nauč. i techn. informacii. 4. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (145).

[19] *Ašimov, A. A.; Maminkonov, A. G.; Kul'ba, V.* Proektirovanie avtomatizirovannych sistem upravlenija (Projektierung automatisierter Steuerungssysteme). Kazachstan. 3. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (273).

[20] *Il'in, I. A.; Luk'janov, A. T.; Ljubuškin, A. G.:* Prikladnaja matematika i programmirovanie na EVM (Angewandte Mathematik und Programmierung der EDVA). Kazachstan. 4. Quart. 1982. NK-No. 26 – 81 (285).

[21] *Bakis, K. Ja.:* Effektivnost' avtomatizacii proizvodstva (Effektivität der Automatisierung der Produktion). Ekonomika. 1. Quart. 1982. NK-No. 27 – 81 (8).

[22] *Golubkov, E. P.:* Ispol'zovanie sistemnogo analiza v prinjatii planovych rešenij (Anwendung der Systemanalyse bei der Planentscheidung). Ekonomika. 2. Quart. 1982. NK-No. 27 – 81 (11).

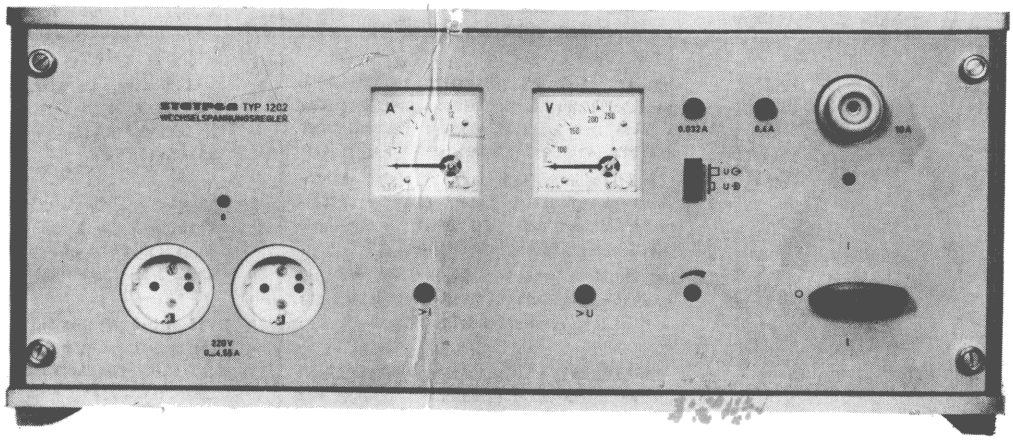
[23] *Kočerin, E. A.:* Kontrol' v sisteme upravlenija socialstičeskim proizvodstvom (Kontrolle im System der Steuerung der sozialistischen Produktion). Ekonomika 3. Quart. 1982. NK-No. 27 – 81 (13).

[24] *Kuznecov, S. A.; Makarov, V. L.; Maršak, V. D.:* Informacionnaja baza perspektivnogo planirovanija v OASU (Informationsbasis für die Perspektivplanung im OASU). Ekonomika. 4. Quart. 1982. NK-No. 27 – 81 (14).

[25] *Popov, V. A.:* Ekonomiko-matematičeskie metody i modeli v planovom cenoobrazovanii (Ökonomisch-mathematische Methoden und Modelle bei der Planpreisbildung). Ekonomika. 3. Quart. 1982. NK-No. 27 – 81 (22).

15936 2
APW
4011 7001 1003

159 549 964
SHAT 11



HEIM-ELECTRIC

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK

DDR-1026 BERLIN·ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Wechselspannungsregler für 220 V

Typ	Ausgangs-leistung	Änderung der Ausgangsspannung innerhalb des Regelbereiches (187...242 V)	Änderung der Ausgangsspannung bei Belastung von 0...100%	Ausregelzeit	Oberwellen-anteil	Abmessung BxHxT	Masse
	W	%	%	s	%	mm	kg
1205	150	0,07	0,7	0,1	3...10	360x160x300	15
1201	500	0,05	0,05	0,04	1	480x160x300	26
1202	1000	0,05	0,05	0,04	3	480x200x300	33
1203	2000	0,05	0,05	0,04	3	560x490x300	56
1204	5000	0,1	0,1	0,04	5	800x650x400	150

veb statron

DDR · 124 FÜRSTENWALDE
EHRENFRIED-JOPP-STR. 59
TEL.: 60 51 TELEX: 188841